L'ONDE ÉLECTRIQUE

29e ANNÉE No 267
JUIN 1949
PRIX : 160 FRANCS

BULLETIN DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉTIENNE CHIRON, ÉDITEUR, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6e

LIRE DANS CE NUMERO

Bruit de fond des diodes à cristal
H. F. MATARÉ

Les compteurs électriques d'impulsions
P. NASLIN

Le câble d'atterrissage et ses applications modernes possibles
S OSTROVIDOW

Bernard AUDEBERT de la PINSONNIE
R BARTHÉLEMY

LA TÉLÉVISION *démarre!*

DANS SES USINES DE COURBEVOIE

M A Z D A

fabrique en série et livre des tubes cathodiques pour Télévision

NETS, BRILLANTS, ROBUSTES

qui assurent aux réceptions une qualité tout à l'honneur de la

TÉLÉVISION FRANÇAISE

★

C. 220 MWI. — Diamètre d'écran : 220 m/m. Cathode à chauffage indirect : 6,3 volts. Culot octal. Tension d'utilisation : 5.000 à 7.000 volts.

C. 310 MWI. — Diamètre d'écran : 310 m/m. Cathode à chauffage indirect : 6,3 volts. Culot octal. Tension d'utilisation : 5.500 à 7.000 volts.

• *TOUS RENSEIGNEMENTS ET DOCUMENTATION A LA*

COMPAGNIE *des* LAMPES

DÉPARTEMENT RADIO . SERVICE DES LIAISONS TECHNIQUES

29 RUE DE LISBONNE PARIS-8e - LAB 72-60

AG. PUBLÉDITEC DOMENACH

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Electrique : Agence-Publéditec-Domenach, 21, Rue des Jeuneurs, PARIS-2e, Tél. CENtral 97-63

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

ABONNEMENT, D'UN AN	ÉDITIONS	Prix du Numéro :
FRANCE. . . . . 1650 »	**Etienne CHIRON**	**160 francs**
ETRANGER. . . . . 1950 »	40, Rue de Seine — PARIS (6e)	
	C. C. P. PARIS 53-35	

Vol. XXIX **JUIN 1949** **Numéro 267**

SOMMAIRE

		Pages
Bruit de fond des diodes à cristal.....	H. F. MATARÉ	231
Les compteurs électriques d'impulsions	P. NASLIN	241
Le câble d'atterrissage et ses applications modernes possibles....	S. OSTROVIDOW	255
Bernard Audebert de la Pinsonnie	R. BARTHÉLEMY	268

Sur la couverture :

Cinq présentations des Diodes et détecteurs à cristal Westectal Westinghouse. Le Westcrel Westinghouse organe amplificateur électronique (à cristal) sans chauffage.

Les opinions émises dans les articles ou comptes-rendus publiés dans L'Onde Electrique *n'engagent que leurs auteurs*

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† P. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.
† BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T. S. F.
J. CORNU, Chef de bataillon du Génie e. r.
† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.
† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne
La Société des Ingénieurs Coloniaux.

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

La Société des Radioélectriciens, fondée en 1921 sous le titre « Société des Amis de la T. S. F. », a pour buts (art. 1 des statuts) :

1° D'contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Les avantages qu'elle offre à ses membres sont les suivants

1° Service gratuit de la revue mensuelle *l'Onde Électrique*;

2° Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique ;

3° Visites de diverses installations radio-électriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc. ;

4° Renseignements de tous ordres (joindre un timbre pour la réponse).

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées

1° Membres titulaires, particuliers ..... 1.000 fr.
— sociétés ou collectivités..... 5.000 fr.

2° Membres titulaires, agés de moins de vingt-cinq ans, en cours d'études ..... 500 fr.

Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus un supplément pour frais postaux de 300 fr.

3° Membres à vie :

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à quinze fois le montant de cette cotisation, soit ..... 15.000 fr.

4° Membres donateurs:

Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à ..... 3.000 fr.

5° Membres bienfaiteurs :

Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société une subvention d'au moins ..... 10.000 fr.

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations à l'adresse suivante

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
14, avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)
Tél. : ALÉSIA 04-16 — Compte de chèques postaux n° 697-38

Les correspondants sont priés de rappeler chaque fois le numéro d'inscription porté sur leur carte.
CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 20 francs à toute demande.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

R. Mesny (1935) — † H. Abraham (1940).

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.

1922 M. de Broglie, Membre de l'Institut.
1923 H. Bousquet, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T. S. F.
1924 R. de Valbreuze, Ingénieur.
1925 † J.-B. Pomey, Inspecteur général des P. T. T.
1926 E. Brylinski, Ingénieur.
1927 † Ch. Lallemand, Membre de l'Institut.
1928 Ch. Maurain, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris
1929 † L. Lumière, Membre de l'Institut.
1930 Ed. Belin, Ingénieur.
1931 C. Gutton, Membre de l'Institut.
1932 P. Caillaux, Conseiller d'Etat.
1933 L. Bréguet, Ingénieur.
1934 Ed. Picault, Directeur du Service de la T. S. F.
1935 R. Mesny, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936 R. Jouaust, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937 F. Bedeau, Agrégé de l'Université, Docteur ès sciences.
1938 P. France, Ingénieur en chef de l'Aéronautique.
1939 † J. Bethenod, Membre de l'Institut.
1940 † H. Abraham Professeur à la Sorbonne.
1945 L. Bouthillon, Ingénieur en chef des Télégraphes.
1946 R.P. P. Lejay, Membre de l'Institut.
1947 R. Bureau, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité.
1948 Le Prince Louis de Broglie.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président :

M. M. Ponte, Directeur général adjoint de la Cie Gle de T. S. F.

Vice-Présidents :

MM. P. Abadie, Ingénieur en chef au L. N. R.
G. Lehmann, Ingénieur-Conseil.
De Mare, Ingénieur.

Secrétaire général :

M. R. Rigal, Inspecteur général adjoint des P. T. T.

Trésorier :

M. R. Cabessa, Ingénieur au L. C. T.

Secrétaires :

MM. L. J. Libois, Ingénieur des P. T. T.
M. Piron, Ingénieur du Génie Maritime.
J. Dockes, Ingénieur des P. T. T.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	M. de Mare.	M. Fromy.
2	Matériel radioélectr.	M. Aubert.	M. Adam.
3	Electro-acoustique.	M. Bedeau.	M. Poincelot.
4	Télévision	M. Mallein.	M. Angel.
5	Hyperfréquences.	M. Goudet.	M. Guénard
6	Electronique.	M. Léauté	M. Brachet.
7	Documentation.	M. Villeneuve	M. Charlet.

Les adhésions pour participation aux travaux des sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10 avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

INFORMATIONS

OFFRES D'EMPLOI

0.40 — Importante Société demande pour LABORATOIRE DE RECHERCHES :

AGENTS TECHNIQUES PRINCIPAUX
AGENTS TECHNIQUES 2e et 3e catégorie

Ayant expérience dans technique hyperfréquences, RADAR, impulsions, balayage cathodique, oscillographes, amplis, télévision. Possibilités d'avenir. 48 heures. Avantages sociaux, cantine. Ecrire avec curriculum vitæ très détaillé ou se présenter le matin sauf samedi : LABORATOIRE DE RECHERCHES en HYPERFRÉQUENCES THOMSON-HOUSTON, 10, Rue Nanteuil, PARIS-XVe.

0.41 — USINE construc. matériel Radio-Professionnel recherche INGÉNIEURS expérim., diplômés Gdes Écoles, munis sérieuses réf. industriel. ds spécialit. pour : Service contrôle et essai, Service approvi[t] (départ. tech.) Services études matér. émiss. Écrire à S. I. F. 168, Boulevard Gabriel Péri — MALAKOFF.

DEMANDES D'EMPLOI

042. — Ingénieur spécialisé technique impulsions, radar, télévision (ex-élève Radar Conversion School R.A.F.) dix années d'industrie. cherche emploi stable études ou installations.
Ecrire M. MORISS, 20, rue de Chartres, Neuilly-sur-Seine, qui transmettra.

043. — Ingénieur 26 années expérience radio émission-réception (amateur-professionnel-radiodiffusion-Laboratoire) recherche situation service technico-commercial, commercial ou administratif - exigeant initiative, sens responsabilités, dynamisme.
Ecrire M. MORISS, 20, rue de Chartres, Neuilly-sur-Seine, qui transmettra.

LISTE DES NOUVEAUX MEMBRES

	Présentés par MM.
Arams, Franck R., Ingénieur de tubes U. H. F. (magnétrons) (U. S. A.)	L. Brillouin. R. Rigal.
Aubas Robert, Ingénieur	Génis. Heitzmann.
Aubry Jacques, étudiant à l'Ecole Fse de Radioélectricité	Bouchard. Pineau.
Bellenger Michel, étudiant à la Section Radio ESE	Dejean. Dauphin.
Bernard André, élève ingénieur E. E. M. I.	Veaux. Phelizon.
Bourrouilh Gérard, étudiant à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	Cau. Combe d'Alma.
Cauchemez Charles, Ingénieur E. S. E.	De Mare. Bedeau.
Grandy Jean, étudiant à l'Ecole de Radioélectricité de Bordeaux	Cau. Combe d'Alma.

BRUITS DE FOND DES DIODES A CRISTAL

PAR

H. F. MATARÉ

Laboratoire de la Compagnie des Freins et Signaux Westinghouse

Partant de l'analogie : couche limite d'un semi-conducteur/diode à cathode émissive, il est proposé la déduction d'une loi exprimant les déviations statistiques des semi-conducteurs.

Sur la base du circuit schématique substitutif statique on détermine le réseau des sources de bruit.

Il est alors possible de calculer, de manière connue, le carré de la tension de bruit en laissant de côté, le problème de la température de bruit de la couche limite.

On procède ensuite à l'introduction de l'expression analytique, déterminée à partir de mesures effectuées par comparaison entre la température de bruit d'une diode à cathode émissive et celle de la couche d'arrêt du semi-conducteur considéré.

Une loi pratique peut donc être établie pour les déviations statistiques des diodes à cristal. La simplicité de ladite loi permet un développement analytique au cas, dynamique, de mélange en harmonique, en partant des caractéristiques statiques d'un détecteur.

Il est connu que le mécanisme de conductibilité asymétrique des semi-conducteurs détermine des caractéristiques comparables à celles des diodes à cathode émissive dans le vide. (1) (2) (3).

Un caractère spécifique d'un semi-conducteur est l'intensité de courant débité en « inverse ». Ce débit présente des valeurs exprimant les propriétés intrinsèques et la « mémoire » des traitements qui ont affecté ou déterminé la couche limite et, par extension, la couche d'arrêt.

Le cas le plus général, déterminant la conductibilité, procède de la présence de points ou zones d'impuretés. Le processus dans la couche d'arrêt peut alors être expliqué de la manière suivante : la bande d'énergie électronique la plus élevée, au point zéro absolu de conductibilité, cède des électrons à des points d'impuretés (conductibilité par défaut électronique) ou encore, une bande d'énergie, en principe libre, est partiellement occupée par des électrons provenant de points d'impuretés dans lesquels ils étaient en excès (conductibilité électronique).

Lorsqu'un semi-conducteur est en contact avec un métal dans lequel l'énergie libre des électrons est différente de la sienne, il se forme dans le semi-conducteur ou mieux, à la surface limite, entre les deux corps, une couche d'arrêt, c'est-à-dire une couche à faible charge d'espace. De part et d'autre de ladite couche s'établit une différence de potentiel dont la grandeur dépend de la différence des travaux d'extractions, autrement dit, entre le niveau d'énergie dans le semi-conducteur et le niveau, dit de Fermi, du métal.

La couche d'arrêt peut donc être assimilée à une diode à cathode émissive, présentant une charge d'espace, mais ce, uniquement pour des courants faibles. Pour des courants forts, ladite couche devient d'autant plus mince que l'intensité du courant croît et, lorsqu'intervient la saturation, détermine des conditions plus complexes décelables par les mesures de bruit.

La différence entre la diode à cathode émissive et la diode à cristal réside surtout dans les résistances en parallèle ou en série avec la couche d'arrêt de la diode à cristal. Ces résistances peuvent toutefois être définies, avec une précision pratique assez grande par analyse des caractéristiques statiques du semi-conducteur (4).

Un complément à l'analyse proposée pour les deux genres d'organes réside dans le fait que la plupart des caractéristiques de semi-conducteurs, pour la portion de plus faible résistance — correspondant au sens « direct » — répondent à l'expression exponentielle

$$I = K\,U^n$$

où I = intensité du courant

U = tension aux bornes de la diode.

Il est rappelé que d'autres travaux ont déjà eu pour but de considérer le problème (5) (6).

On se propose spécialement ici, à partir d'un schéma substitutif dans lequel la résistance de parcours peut être considérée comme négligeable vis-à-vis de la résistance, parasite, en parallèle avec la couche d'arrêt (7), de pouvoir calculer par une série de développements, le bruit dynamique dans le cas d'un pilotage de cristal semi-conducteur à l'aide d'une tension alternative.

I. — Caractéristique et réseau schématique substitutif des sources de bruit d'un semi-conducteur :

On a présenté en a (traits pleins) fig. 1, la caractéristique normale, en courant continu, d'une diode à cristal. La fig. 2 est le circuit substitutif proposé comme correspondant à ladite caractéristique. Sur cette figure, Rp est la résistance de parcours dont la conductibilité $\rho_p = \text{tg}\,\beta$ correspond à la tangente au prolongement de la portion directe de la caractéristique (fig. 1), c'est-à-dire en un point de cette

partie positive où la courbure de caractéristique $\partial^2 I/\partial U^2$ est déjà minime.

La conductibilité transversale $\rho = 1/R_q$ correspond à une tg α obtenue par le prolongement de la partie droite de la portion inverse de la caractéristique (fig. 1) et partant de cette partie négative passe par le point zéro de conductibilité de ladite caractéristique.

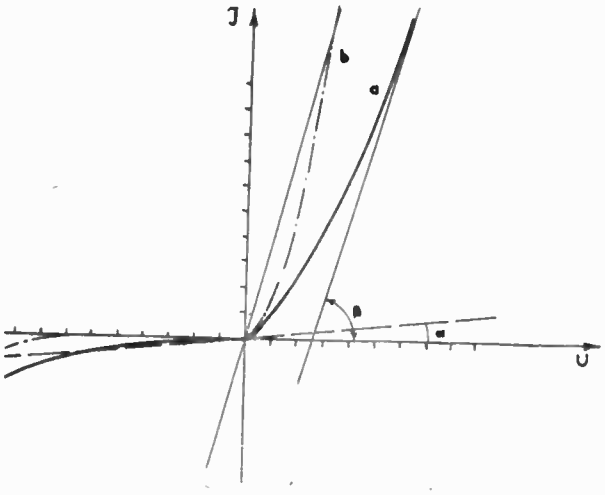

FIG. 1

$S = 1/Ri$ est la pente d'une couche idéale ou spécifique qui serait dénuée de résistance en parallèle ou en série ; la courbe "b" (traits mixtes) de la fig. 1 représente la caractéristique d'une telle couche. Cette caractéristique "b" se déduit de "a" par soustraction des valeurs d'intensité, pour des tensions égales données par la droite formant l'angle α avec la partie positive de l'axe des X et par soustraction des valeurs de tension, pour des intensités égales, données par la droite formant l'angle β avec l'axe des X.

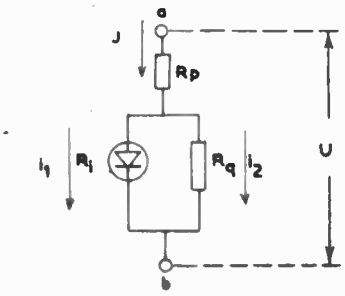

FIG. 2

Il en découle que la loi de la caractéristique peut être exprimée par

$$I = \frac{U}{1/\rho_p + 1/(S + \rho)} \qquad (I,1)$$

Généralement : $\rho_p \gg \rho$ (I,2)

On aura, en sens « direct », pour U, élevé* :

$$S \gg \rho \quad \text{et} \quad S \gg \rho_p \qquad (I,3)$$

et en sens « inverse »

$$S \approx 0$$

On trouve ainsi, pour U élevé et positif :

$$\partial I/\partial U = \text{tg } \beta = \rho_b \qquad (I,4)$$

de même, pour U élevé et négatif :

$$\partial I/\partial U = \text{tg } \alpha = \rho \qquad (I,5)$$

La loi courant-tension peut être exprimée, dans les limites des tensions mentionnées pour le sens direct, par :

$$I = i_1 + i_2 = K\,(U - 1/\rho_p)^n + \rho\,(U - 1/\rho_p) \qquad (I,6)$$

pour laquelle U est la tension aux bornes extérieures.

Puisque la condition exprimée en (I,2) est valable, en sens direct, les deux branches, constituant l'ensemble de la caractéristique, correspondent respectivement, sans erreur sensible, à :

$$\left.\begin{aligned} I_d &= K\,U^n + \rho U \quad \text{(sens direct)} \\ I_i &= -\rho U \qquad\quad \text{(sens inverse)} \end{aligned}\right\} \qquad (I,7)$$

Ce mode d'expression des deux portions constitutives de la caractéristique est compatible avec le schéma substitutif proposé tout en fournissant une figuration exempte de point d'inflexion à condition que $|U| > 10^{-6}$ volt, expression toujours satisfaite en cas de mélange.

Ces expressions de caractéristiques cessent d'être valables dans le cas d'utilisation de diode à cristal en redresseur de réception — en direct — où $|U| \ll 10^{-8}$ volt. Il faut alors développer en série de Taylor mais, pour ce qui concerne le bruit thermique il est admissible d'introduire l'équivalent du bruit thermique d'une résistance à la température ambiante, soit 300° K.

Il est souvent fait usage de la forme semi empirique :

$$I = I_0\,(e^{\alpha U} - 1) \qquad (2 < \alpha < 20\,V^{-1}) \qquad (I,8)$$

déduite de l'équation pour le courant de diffusion : (voir (2) (3) et (8)

$$j = \varepsilon\, b\, n\, E \pm b\, k\, T\, \frac{dn}{dx} \qquad (I,9)$$

où :

j = densité du courant
b = mobilité des porteurs de courant
n = densité des { électrons libres / ou défauts d'électrons
E = intensité du champ électrique
k = constante de Boltzmann
T = température absolue
ε = charge unitaire
X = coordonnée unidimensionnelle d'espace.

(*) Parlant de U « élevé » on veut faire mention de la prolongation de la partie de la caractéristique qui correspond à quelques Volts (1 à 3 Volts) en « direct » et, en « inverse », la partie correspondant de 5 à 50 Volts, avant d'atteindre la tension critique où se manifeste l'effet thermique On couvre largement ainsi la zone où le semi-conducteur est utilisé. en cas de mélange.

L'intégration de (I,9) avec le résultat (I,8) est possible à condition que la charge d'espace E = constante (c. f. Mott).

Les caractéristiques mesurées ne présentent jamais la grandeur théorique $\alpha = 40$ (volts)$^{-1}$ et, en inverse, la loi (I,8) indique que I tend vers I_0 alors que les caractéristiques observables présentent toujours des courants croissants. Bethe (9) a proposé de concilier la théorie avec la pratique à l'aide de termes de correction. Mais ces derniers rendent la nouvelle loi analytique pratiquement inutilisable.

Si, par exemple, on tient seulement compte de l'abaissement de potentiel dû à la force image et à l'effet « tunnel » de la théorie quantique, exprimé par un paramètre β, on obtient l'expression :

$$I = A \left[e^{\frac{\varepsilon \beta U}{kT}} + e^{\frac{-\varepsilon (1-\beta)}{kT} U.} \right] \qquad (I,10)$$

Tenant compte des fluctuations d'épaisseur de couche, l'expression devient, encore, de forme moins maniable.

On s'en tiendra donc aux expressions (I,7), très pratiques pour tous les cas. Les constantes peuvent être rapidement trouvées en utilisant une forme logarithmique double. La solution des problèmes de bruit est facilitée en scindant la caractéristique totale en deux portions ou branches puisque le courant de bruit est positif pour les deux portions alors que le courant détecté est positif en « direct » et négatif en « inverse ». Les discussions de signe sont évitées par intégration séparée pour chacune des portions.

La validité pratique de (I,7) est d'ailleurs prouvée par de nombreuses mesures effectuées sur des diodes de toute nature. On trace, du prolongement de la courbe de courant positif (direct), la tangente puis, une parallèle à celle-ci, passant par le point zéro.

On soustrait alors les valeurs de tension exprimées par cette dernière droite des valeurs de tension exprimées par la caractéristique, pour des courants égaux. Ensuite, on remplace, de manière similaire, la portion inverse de la caractéristique par une droite dont on soustrait, cette fois, les valeurs de courants — pour des valeurs égales de tension.

On établit ainsi une caractéristique complète, spécifique qui, en général, répond de manière correcte à la loi $K \cdot U^n$.

L'analyse en forme logarithmique double : $\log I = n \log U + \log K$, donne immédiatement les valeurs des constantes K et n. Puisque ρ_p est, en général, très grand, le but de l'analyse est principalement de trouver ρ.

On ne prend pas, pour le moment, en considération, les impédances et transformations qui interviennent dans le cas des hyperfréquences.

II. — Méthode de calcul du carré moyen de la tension de bruit.

Dans le but de réduire le nombre des hypothèses intervenant dans le calcul, on part du réseau schématique du détecteur à cristal, fig. 3.

Il est supposé que la couche d'arrêt idéale, avec pente S, est connectée en série avec un générateur à tension fluctuante, fournissant la tension moyenne de bruit $\overline{u_T^2}$.

Une hypothèse de même caractère est appliquée pour R_q associé au générateur de bruit $\overline{u_q^2}$. On associe, en parallèle à cet ensemble, la somme de capacités du système, soit C. Une grandeur induc-

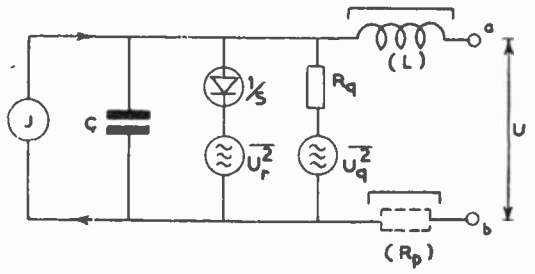

FIG. 3

tive (L), éventuellement branchée en série, ne modifie en rien le principe de calcul. Afin de simplifier, on exclut, momentanément, comme à la fin du précédent chapitre, le domaine des ondes centi — et sub-centimétriques.

Les générateurs de tension de bruit, au schéma 3, peuvent être remplacés par un générateur de courant I, équivalent, imaginé connecté en parallèle aux bornes a — b du semi-conducteur.

On n'émettra, d'abord, aucune supposition sur ce qui concerne le caractère des sources de bruit dans la couche d'arrêt et le calcul sera mené sur la base de données très générales pour trouver la moyenne du carré de la tension de bruit. A cet effet, on partira de la transformation de Fourier, $S(j\omega)$, d'une fonction aléatoire $s(t)$, en rappelant que $\omega = 2\pi f$, c'est-à-dire la pulsation, et le temps $= t$.

La probabilité d'apparition d'une action élémentaire durant le temps dt sera $\Lambda(t)\,dt$. Il faut préciser que Λ ne dépendra, ici, que du comportement des actions élémentaires, et non de l'historique desdites actions, (aucune corrélation).

On posera en particulier :

$$\Lambda = \text{constante} \qquad (10)$$

Soit, par exemple y, grandeur mesurable sur un appareil, provoquée par un évènement soumis au temps t, y sera une fonction $s(t)$ si l'on entend par t l'écoulement du temps à partir de l'évènement élémentaire ou, pour une durée infiniment petite de ce dernier, le temps depuis le début dudit évènement. On supposera entr'autres aussi : l'additivité des évènements. Il est possible de démontrer que les données générales de la théorie sont également applicables à un organe ne suivant pas une loi linéaire en introduisant des parties différentielles de sa caractéristique puisque les courants de bruit de résistances différentielles se superposent. Il faudra supposer ensuite la sélectivité du système, c'est-à-dire :

$$s(t) \to 0 \text{ pour } t \to \infty$$

Lorsqu'on procède à des mesures de grandeur de bruit on se trouve constamment en présence de valeurs moyennes $\overline{y}$ ou $\overline{y^2}$, L'intervalle qui doit comprendre toutes les valeurs possibles de fonctions telles que $s\ (t)$ peut être fini ou infini. Il est ainsi pertinent d'étendre les limites de $-\infty$ à $+\infty$ et d'y inclure tout intervalle a - b donné (sélection) (11). On n'a donc qu'à définir que la densité de probabilité $\Lambda\ (t)$, en dehors de a-b, est identiquement nulle. Pour des variables continues, l'expectative mathématique est définie par :

$$\overline{y\ (t)} = \int_{-\infty}^{+\infty} s\ (t - t')\ \Lambda\ (t')\ dt' \qquad (II,1)$$

Puisque, dans le présent cas, $(t - t')$ n'a qu'une provision de valeurs positives et $\Lambda\ (t)$ est considéré comme indépendant de t (constant) on a :

$$\overline{y} = \Lambda \int_{0}^{\infty} s\ (t)\ dt \qquad (II,2)$$

Une grandeur essentielle, pour la mesure, est la déviation standard, c'est-à-dire $(y - \overline{y})$ (12). La valeur moyenne de cette grandeur est identiquement nulle ; il n'en est toutefois pas ainsi pour la véritable amplitude de bruit, autrement dit pour la valeur moyenne du carré :

$$\overline{(y - \overline{y})^2} = \overline{y^2} - (\overline{y})^2$$

On peut alors démontrer (c. f./10) que, dans le présent cas

$$\overline{(y - \overline{y})^2} = \Lambda \int_{0}^{\infty} [\,s\ (t)\,]^2\ dt \qquad (II,3)$$

On profitera, pour le développement de $s\ (t)$, du fait que les impulsions fluctuantes sont des chocs électriques excitant le circuit électrique durant des temps très brefs. Puisque $s\ (t)$ représente le comportement du système vis-à-vis de tels chocs, il est possible de poser l'expression générale d'une oscillation amortie :

$$s\ (t) = \sum_{n} A_n \cos\ (\omega_n\ t + \varphi_n)\ e^{-\alpha_n t} \qquad (II,4)$$

On peut donc choisir pour $s\ (t)$ la transformation de Fourier, $S\ (j\omega)$ du présent système et

$$s\ (t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} S\ (j\omega)\ e^{j\omega t}\ d\omega \qquad (II,5)$$

Cette transformation étant connue, $s\ (t)$ peut être calculé ainsi que, d'après l'équation (II,3) la moyenne du carré des déviations du réseau schématique substitutif considéré.

Pour la transformation de Fourier, à partir de l'équation (II,5) on aura (13) :

$$S\ (j\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} s\ (t)\ e^{-j\omega t}\ dt \qquad (II,6)$$

Supposons maintenant que le système soit associé à un générateur de bruit fournissant des fluctuations ou déviations de courant d'amplitude x. Ce qui est intéressant dans cette considération est le cas où ledit générateur fournit instantanément au temps $t = 0$ la valeur d'impulsion x_0 laquelle, après une durée très brève τ retombe immédiatement à zéro. Posons $x = x_0\ .\ \tau\Lambda\ (t)$ où :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \Lambda\ dt = 1 \text{ où } \Lambda = \frac{1}{\tau} \text{ pour } 0 < t < \tau$$

Si l'on exprime la fonction d'impulsion ou de choc sous forme d'une intégrale de Fourier, on aura :

$$\Lambda\ (t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} F\ (j\omega)\ \ e^{j\omega t}\ d\omega \qquad (II,7)$$

la transformation des composantes d'intensité, d'après Fourier, devient :

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\ F\ (j\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \Lambda\ (t)\ e^{-j\omega t}\ dt = \frac{1}{2\pi} \qquad (II,8)$$

puisque $\omega\ \tau \ll 1$.

Appliquant la loi d'Ohm aux composantes de la formule de Fourier on a, pour la tension aux bornes du réseau :

$$y\ (t) = x_0\ .\ \tau \int \frac{F\ (j\ \omega)}{\sqrt{2\pi}}\ \varnothing\ (j\ \omega)\ e^{j\omega t}\ d\omega$$

$$= \frac{x_0\ \tau}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \varnothing\ (j\ \omega)\ e^{t\omega t}\ d\omega \qquad (II,9)$$

où $\varnothing\ (j\ \omega)$ est l'impédance transversale du réseau.

D'autre part, on a d'après (II,2) et (II,7)

$$\overline{y\ (t)} = s\ (t) = \frac{1}{2\pi} \int S\ (j\ \omega)\ e^{j\omega t}\ d\omega$$

Il s'ensuit que la transformation de Fourier présente la forme :

$$S\ (j\ \omega) = \frac{1}{2\pi}\ x_0\ .\ \tau\ .\ \varnothing\ (j\ \omega) \qquad (II,10)$$

qui va être appliquée ci-après.

III. — Calcul du carré de la tension de bruit :

Il est maintenant possible de déduire la valeur moyenne du carré des déviations :

$$\overline{(y - \overline{y})^2} = \Lambda\ Sr \qquad (III,1)$$

où $$Sr = \int_{0}^{\infty} [\,s\ (t)\,]^2\ dt$$

Il est à noter que :

$$S = \int_{-\infty}^{+\infty} [\,s\ (t)\,]^2\ dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |\,S\ (j\ \omega)|^2\ d\ \omega \qquad (III,2)$$

Puisque $s(t) = 0$ pour t négatif et que, de plus, S dans la partie de droite de l'équation (III,2) est une fonction droite de ω on peut poser :

$$S = Sr = 2 \int_0^\infty |S(j\omega)|^2 \, d\omega \qquad \text{(III,3)}$$

Etant donné, comme précédemment indiqué, que l'on considère des chocs de courant momentanés il peut être fait usage de l'équation (II,10). L'adjectif « momentané » signifie ici un intervalle de temps $2\pi/\omega_m$ où ω_m est la valeur maximum de ω pour laquelle l'impédance transversale $\varnothing(j\omega)$ est notablement différente de zéro. Sur le caractère des déviations dans les éléments du réseau, l'on dira seulement que celles-ci peuvent être représentées par des sources de courant qui apparaissent durant de brefs intervalles de temps τ_r avec une amplitude i_r et une fréquence moyenne Λ_r. On aura donc d'après (II,10) et (III,1) :

$$S_r = \frac{1}{\pi} \cdot i^2_r \cdot \tau^2_r \int_0^\infty |\varnothing(j\omega)|^2 \, d\omega \qquad \text{(III,4)}$$

Puisque les générateurs de déviations de courant réagissent statistiquement, c'est-à-dire sans corrélation, on trouve pour la moyenne du carré des déviations :

$$\overline{(y-\bar{y})^2} = \bar{u}^2 = \frac{1}{\pi} \Sigma_r \Lambda_r \cdot i^2_r \, \tau^2_r \int_0^\infty |\varnothing(j\omega)|^2 d\omega \qquad \text{(III,5)}$$

Supposons maintenant, conformément au schéma fig. 3

$$\varnothing(j\omega) = \frac{Rq}{1 + Rq(S + j\omega C)} = \frac{Rp}{1 + j\omega RpC} \qquad \text{(III,6)}$$

où

$$Rp = \frac{Rq}{1 + S\,Rq}$$

Le carré de la tension de bruit est alors :

$$\overline{(y-\bar{y})^2} = \bar{u}^2 = \frac{1}{\pi} \sum_r \Lambda_r \, i^2_r \, \tau^2_r \int_0^\infty \frac{Rp^2}{1 + \omega^2 \, Rp^2 \, C^2} \, d\omega$$

donc :

$$\bar{u}^2 = \sum_r \Lambda_r \cdot i^2_r \cdot \tau^2_r \, \frac{Rp}{2C} \qquad \text{(II,7)}$$

Le circuit pris comme base est un système à un seul degré de liberté qui, à la température absolue, représente une énergie moyenne $1/2\ kT$ (k = constante de Boltzmann). Cette énergie moyenne est $1/2\ C\,\omega^2$.

Il faut attribuer, maintenant, à chaque résistance faisant partie de Rp une température de bruit différente. Afin de simplifier le calcul il est commode d'attribuer à la résistance Rq, qui se trouve à la température ambiante, un facteur de température de bruit tel qu'il fournisse un équivalent pour le bruit des deux autres résistances.

Ceci découle facilement du calcul du carré de la tension de bruit de deux résistances, associées en parallèle, R_1 et R_2, de températures respectives, T_1 et T_2.

Partons de l'expression générale du carré de la tension de bruit aux bornes d'un réseau de résistances :

$$\bar{u}^2 = Z^2_{ab} \; 4\,k \sum_x \frac{Rx\,Tx}{Z^2_{ax}} \int_0^\infty df$$

où Z_{ab} = Impédance du réseau aux bornes de sortie $a - b$

Z_{ax} = Impédance de transmission du générateur $\bar{u}^2$ en série avec Rx et ramenée aux bornes $a - b$

R_x et T_x = Résistance et température respectives de l'élément x du réseau.

Il découle de ceci :

$$\bar{u}^2 = 4\,k \int_0^\infty df \, (T_1/R_1 + T_2/R_2) \left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}\right)^2$$

ou

$$\bar{u}^2 = 4\,k \int_0^\infty df \cdot R_1 \cdot T_1 \left\{ \frac{1 + T_2/T_1 \cdot R_1/R_2}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)^2} \right\} \qquad \text{(III,8)}$$

Le facteur scalaire $\zeta = \left\{ \dfrac{1 + T_2/T_1 \cdot R_1/R_2}{(1 + R_1/R_2)^2} \right\}$

peut être conçu comme facteur de bruit coordonné à la température T_1, de sorte que $\zeta\ T_1$ représente la nouvelle température de bruit de l'ancienne résistance dans le cas du branchement de la résistance R_2 à la température T_2.

Dans ce cas, la température résultante est alors :

$$T = (1 + p\ Rq \cdot S) \,/\, (1 + Rq \cdot S)^2 \cdot T_0 = \zeta\ T_0 \qquad \text{(III,9)}$$

où $p = T/T_0$.

et T = température de bruit de la couche idéale ou spécifique.

On a donc, pour l'énergie moyenne :

$$1/2\ k \cdot \zeta \cdot T_0$$

Il suffit alors, d'après (III,8) d'introduire Rq comme valeur de résistance à laquelle se réfère la nouvelle température.

Il découle de (III,7) :

$$\frac{1}{2}\, C \sum_r \Lambda_r \, i^2_r \, \tau^2_r \, Rq \, \frac{1}{2\,C} = \frac{1}{2}\ k\,\zeta\,T_0 \qquad \text{(III,10)}$$

$$\sum_r \Lambda_r \, i^2_r \, \tau^2_r = 2\ k\,\zeta \cdot T_0/Rq \qquad \text{(III,11)}$$

On peut à nouveau trouver, d'après (111,5), la tension de bruit qui peut être fournie par la résistance Rq pour $\zeta\ T_0$, c'est-à-dire la tension de bruit fournie aux bornes par la combinaison des résistances de la fig. 3.

Si l'on considère les sources de bruits comme génératrices de tensions, on aura :

$$\overline{u^2} = \overline{(y - \bar{y})^2} = 4\ k\ \zeta\ T_0\ .\ Rq \int_0^\infty |G|^2\ df \quad \text{(III.12)}$$

où G = rapport de transmission de la tension des bornes du générateur en série avec la résistance menant aux bornes extérieures = 1 (cas général)

On a donc :

$$\overline{u^2} = 4\ k \frac{1 + p\ Rq\ .\ S}{(1 + Rq\ .\ S)^2}\ T_0\ .\ Rq \int_{f_1}^{f_2} df \quad \text{(III,13)}$$

qui correspond à la formule de Nyquist (14). Rq est de valeur constante pour toutes les tensions, et la pente au point de travail $S = \partial i_1/\partial U$

Si l'on applique une tension alternative, on doit utiliser la valeur moyenne des pentes différentielles :

$$\bar{S} = \frac{1}{n} \sum_{n_1}^{n} (\overline{\partial i_{1n}/\partial U_n})$$

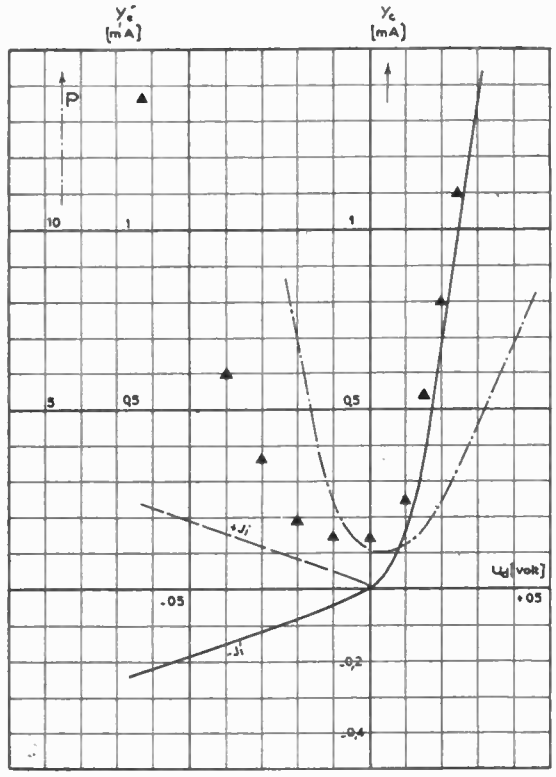

FIG. 4

IV. — Température de bruit de la couche d'arrêt et loi du bruit de fond.

On n'a, jusqu'ici, rien précisé concernant le caractère ou les propriétés des sources de bruit $\overline{u^2}$ de la couche d'arrêt. Il lui a simplement été appliqué, par analogie avec Rq, la température $p\ T_0$.

Il est nécessaire de définir maintenant, plus exactement, le facteur p, toujours à partir de la similitude diode à cathode émissive/couche d'arrêt.

Des mesures de bruit pour diverses fréquences ont depuis longtemps déjà, été effectuées (5) (7) (9) (15) (16) (17) (18).

Au cours de ces mesures on comparait le bruit du semi-conducteur à celui d'une diode à cathode émissive fonctionnant dans sa zone de saturation ou bien, on procédait, directement, à des mesures de tensions de bruits. Pour juger de ces mesures d'un point de vue général considérons la grandeur, qu'il est facile de déduire de toutes les mesures sur un semi-conducteur, $p = T/T_0$. La fig. 4 représente une courbe type du facteur p tout le long de la caractéristique d'un détecteur à cristal.

On a également figuré les points de courant équivalent $I_é$ d'une diode saturée, à cathode émissive.

Le comportement du facteur p est le suivant : au point zéro, c'est-à-dire en l'absence de tout courant, le semi-conducteur est comme une résistance à la température ambiante $p = 1$, correspondant au bruit thermique selon Nyquist. La tension de bruit est alors : $\overline{U^2} = 4\ k\ T_0\ Rq\ \Delta f$, où Rq, résistance différentielle au point zéro $= \partial U/\partial I$.

Le facteur p augmente d'autant plus que l'on s'éloigne davantage du point zéro, et l'accroissement est plus marqué en « inverse » qu'en « direct ». Les mesures de bruit montrent, d'ailleurs, que l'accroissement de p, pour des tensions faibles — inférieures à 0,1 volt — se comporte comme si la résistance Rq était associée en parallèle à la couche d'arrêt spécifique, constituant la diode. Quels que soient le matériau semi-conducteur et la couche d'arrêt y associée, le caractère général de cette loi apparait toujours. (Le Silicium, par exemple, présente un bruit « de diode » plus élevé que celui du Germanium). Il sera exposé plus loin, quelques réflexions concernant le facteur p en partant de courbes déterminées à partir de mesures.

Une mesure de bruit ne peut être faite que pour une bande de fréquences assez restreinte. Aux bornes de l'amplificateur utilisé on obtient une tension de bruit résultant de deux sources de bruit, à savoir R_d = résistance interne du détecteur et R_c = résistance ohmique du circuit associé ; R_d ést composé de R_q et de R_i .

La moyenne du carré de la tension de bruit est :

$$\overline{u^2} = \int_{f_1}^{f_2} \frac{\sum_0^n \bar{i}^2_n}{\left(\sum_0^n \frac{1}{R_n}\right)^2} df \quad \text{(IV,1)}$$

d'où, pour le cas considéré :

$$\overline{u^2} = 4k\ T_0 \Delta f \left(\frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_q} + \frac{1}{R_i}\right) \left[\frac{R_c\ R_i\ R_q}{R_q\ .\ R_i + R_c\ R_i + R_c R_q}\right]^2 \quad \text{(IV,2)}$$

Il est important de noter, pour la suite des déductions, qu'en faisant une mesure de bruit on remplace, en général, le carré moyen du courant de court-circuit de bruit $\bar{i}^2$ par $2e\ I_é\ \Delta f$, bruit de

grenaille de diode saturée — à cathode émissive (se reporter fig. 4 aux points mesurés de I_e qui sont, en « direct », à peu près égaux aux valeurs de courant direct du semi-conducteur).

Le calcul de p donne alors,
pour $kT_0 = 4.10^{-21}$ Watt seconde et pour $e = 1{,}6.10^{-19}$ Coulomb

$$p_c = 20\, I_é\, \frac{\partial U}{\partial i_1} - \frac{\partial U/\partial i_1}{R_c} - \frac{\partial U/\partial i_1}{R_q} \qquad (IV,3)$$

p_c étant valable pour la couche d'arrêt considérée isolément.

Si l'on considère le semi-conducteur, en totalité, on introduit, au lieu de R_i :

$$Rd = Ri//Rq$$

ou

$$Rd = \frac{\partial U/\partial i_1 \,.\, Rq}{\partial U/\partial i_1 + Rq}$$

Dans ce cas, le dernier membre de (IV, 3) disparait. Souvent, au lieu de p, on donne la résistance équivalente du détecteur.

L'expression, pour la totalité du détecteur, est alors :

$$R_é = p \,.\, R_d = 20\, I_s \,.\, R^2_d - R^2_d\,/R_c \qquad (IV.4)$$

où R_c est la résistance du circuit.

D'après (IV,3) et pour la couche d'arrêt, seule, on a :

$$R_é = 20\, I_s \left(\frac{\partial U}{\partial i_1}\right)^2 - \left(\frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_q}\right) - \left(\frac{\partial U}{\partial i_1}\right)^2 \qquad (IV,5)$$

Exprimant le courant de saturation par la tension de bruit mesurable :

$$\overline{i^2_s} = \overline{u^2} \,/ \left(\frac{R_c \,.\, R_d}{R_c + R_d}\right)^2 \qquad (IV,5)$$

puis, introduisant $i_s = 4\, k\, T_0 \Delta f$, au lieu de $20\, I_s$ de l'équation (IV, 4), on obtient une autre équation de mesure :

$$R_é = \frac{\overline{u^2}}{4\, k\, T_0\, \Delta f}\, (1/R_c + 1/R_d)^2\, R^2_d - R^2_d\,/R_c \qquad (IV,7)$$

De ce qui précède, si l'on veut établir une loi générale exprimant les fluctuations statistiques dans les diodes à cristal, il faut mettre le bruit de la couche d'arrêt en rapport avec celui de la résistance Rq qui fournit un bruit élevé — en fonction du facteur p, d'où :

$$\overline{i^2} = 4\, k\, p\, T_0 \frac{1}{Rq} \int_0^\infty df = 2e\,(|I| - U/Rq) \,.\, F^2 \int_0^\infty df \qquad (IV,8)$$

F^2 = facteur d'affaiblissement dû à la présence d'une charge d'espace (voir théorie classique du bruit des tubes électroniques)

Pour $R_b \approx 0$, on aura suivant fig. 2 :

$$I - U/Rq = i_1$$

Puisque

$$U = \sqrt{\overline{u_q{}^2}} = \sqrt{4\, k\, T_0\, Rq \int_{f_1}^{f_2} df}$$

d'après (IV, 8) on aura

$$p_c = \frac{2e\,(|I| - \frac{1}{Rq}\sqrt{4\, k\, T_0\, Rq\, \Delta f} \,.\, F^2 \int_0^\infty df}{4\, k\, T_0 \frac{1}{Rq} \int_0^\infty df} \qquad (IV,9)$$

ou

$$p_c = 20\,(|I| \,.\, Rq - \sqrt{4\, k\, T_0\, Rq\, \Delta f})\, F^2 \qquad (IV,10)$$

Le facteur 20 contient la dimension : I Amp.Sec/Watt sec $= I$/Volt, p est donc bien une grandeur scalaire.

On trouve ainsi pour la tension de bruit du détecteur, en considérant (IV,10) et (III,13) : (IV,11)

$$\overline{u^2} = 4\, k\, \frac{1 + 20(|I| \,.\, Rq - \sqrt{4kT_0RqAf})F^2Rq \,.\, S}{(1 + S.\, Rq)^2}\, T_0 Rq \int_{f_1}^{f_2} df$$

formule analogue à celle de Nyquist, si l'on considère la partie fractionnaire comme facteur scalaire à la température ambiante absolue T_0.

L'expression peut être simplifiée, pour la pratique, en posant :

$$\sqrt{4\, k\, T_0\, Rq\, \Delta f} \ll |I| \,.\, Rq$$

et en considérant seulement la résistance Rd, de tout le détecteur :

$$Rd = \frac{Rq \,.\, Ri}{Rq + Ri} \text{ où } Ri = 1/S = \partial U/\partial i_1$$

L'approximation ainsi obtenue est satisfaisante puisqu'au voisinage du point zéro $Rd \approx Rq$, avec $Ri > Rq$, et que pour cette région le bruit de Nyquist est déterminant. Si l'on pousse jusqu'à la condition $Ri \ll Rq$ il y a toutefois prédominance du bruit de grenaille.

En comparant :

$$\overline{i^2} = 4\, k\, T_0 \frac{1}{Rd} \int df + 2e\, I\, F^2 \int df$$

avec

$$\overline{i^2} = 4\, kp\, T_0 \frac{1}{Rd} \int df$$

on vient à la formule :

$$p = 1 + 20\,|I| \,.\, Rd \,.\, F^2 \qquad (IV,12)$$

Ainsi qu'on l'a déjà remarqué, le facteur F^2 peut être considéré comme mesure de la charge d'espace. D'après ce facteur il est possible de trouver quatre parties ou zones essentielles du facteur de bruit :

A proximité du point zéro, c'est-à-dire pour des tensions de polarisation de $0 \to 10^{-2}$ volt on a

$$F^2 = 0$$

donc $p = 1$ ou égal à une constante, laquelle varie

d'ailleurs quelque peu selon la forme de contact réalisée. En général :

$$p = A \text{ pour } A \approx 1$$

La deuxième partie, très limitée, est celle correspondant à une charge d'espace encore efficace soit

$$F^2 < 1$$

d'où $$p = A + 20\,|I|\,.\,Ri.F^2$$

Cette zone correspond à des tensions comprises entre 10^{-3} volt et $3\,.\,10^{-2}$ volt environ.

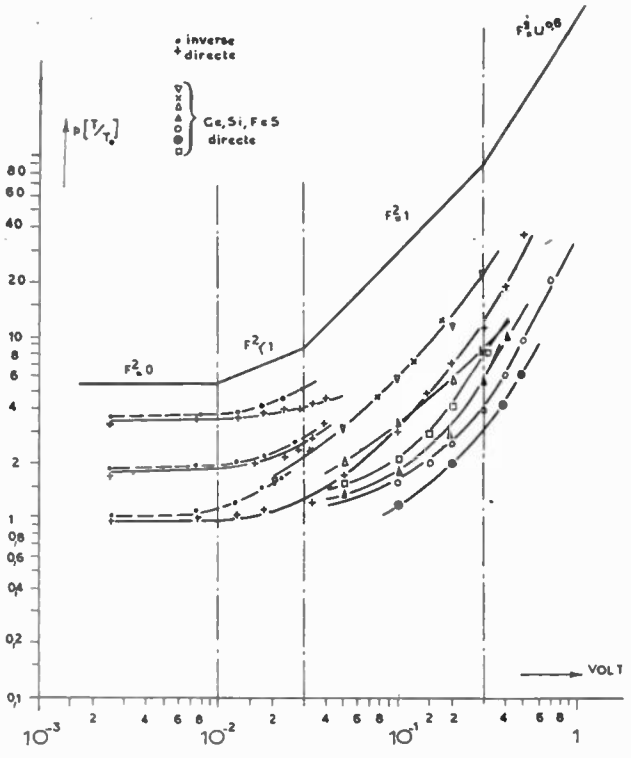

FIG. 5

La troisième partie est celle pour laquelle

$$F^2 = 1$$

c'est-à-dire la zone de saturation où

$$p = A + 20\,|I|\,.\,Ri$$

elle s'étend de 3.10^{-2} à 3.10^{-1} volt et est, en général, très étendue.

Enfin la quatrième partie, où le bruit est très élevé par réflexion aux points d'impureté avec

$$F^2 \approx U^{0,6}$$

commence aux environs de 300 m V.

On a présenté, à la fig. 5, quelques valeurs de facteur de bruit mesuré pour des fréquences de 10 à 60 Mc/s, sur des cristaux de *Si*, *Fe S* et *Ge*.

Pour certains cristaux, les lois énoncées ne constituent qu'une approximation assez grossière, c'est-à-dire que les valeurs de tension ne sont pas absolument rigoureuses. On trouve, par exemple, du Germanium pour lequel le facteur $p = 1$, jusqu'à ce qu'on a indiqué comme correspondant à la deuxième zone, pour laquelle $F^2 < 1$. De même, certains détecteurs à cristal de Silicium laissent apparaître p plus élevé qu'il n'est indiqué par la pente de la courbe correspondante (fig. 5).

Toutefois, pour la grande majorité, ces détecteurs à diode de cristal, la loi d'augmentation du bruit, subdivisée en quatre parties, peut se concrétiser sous la forme d'ensemble :

$$\begin{aligned}
&\text{a) } p = A \qquad (A \approx 1) \qquad (F^2 = 0)\\
&\text{b) } p = A + 20\,|I|\,.\,Ri.F^2 \quad (F^2 < 1) \qquad \text{(IV,13)}\\
&\text{c) } p = A + 20\,|I|\,.\,Ri \qquad (F^2 = 1)\\
&\text{d) } p = A + 20\,|I|\,.\,Ri\,|U|^c \quad (F^2 = U^c\,;\ c = 0{,}6)
\end{aligned}$$

Puisque $Ri = \partial U/\partial I$, est la résistance différentielle au point de travail, on peut écrire pour les pentes correspondant au tracé p sur feuille à double graduation logarithmique :

$$\begin{aligned}
&\text{a) } p \approx 1 \qquad [\alpha = 0^0]\\
&\text{b) } p \approx 1 + 20U.U^{-c} \approx 1 + 20U^n \begin{cases} (c<1)\\ (n<1) \end{cases} \qquad [\alpha < 45^0]\\
&\text{c) } p \approx 1 + 20.U^1 \qquad [\alpha = 45^0]\\
&\text{d) } p \approx 1 + 20.U.U^c \approx 1 + 20.U^{1+c} \approx 1 + 20.U^{1,6} \quad (c = 0{,}6)
\end{aligned}$$

La formule *c/* donne, en général, une approximation satisfaisante si on la prend comme base de calcul étant donné, qu'en cas de mélange on ne « pilote » pas la caractéristique plus loin que 0,1-0,3 volt, d'autre part la partie pour laquelle $F^2 < 1$, est très réduite. La partie $F^2 = 0$ est, automatiquement, respectée parce qu'elle correspond au cas $I \approx 0$.

On comprend que la zone de saturation ($F^2 = 1$) est la plus étendue et soit en prévalence en rappelant qu'on détermine facilement aux bornes de la couche d'arrêt, de très faible épaisseur, de l'ordre de 10^{-5} à 10^{-6} cm, des intensités de champs électriques suffisamment élevées pour compenser le travail d'extraction entre le niveau Fermi du métal et le niveau d'énergie dans le semi-conducteur.

Il y a lieu de signaler que la littérature anglo-saxonne désigne déjà les deux parties correspondant à $F^2 < 1$ et $F^2 = 1$ par l'expression « extra-bruit » (extra noise). Cette désignation semblerait plus judicieusement applicable à la troisième zone seulement, pour laquelle $F^2 > 1$. Cette partie correspond, en effet, à la zone de bruit élevé des diodes à cathode émissive pour laquelle on trouve également une dépendance avec $U^{0,6}$. (cf 7)

On aura donc, pour cette partie

$$p = 1 + 20\,|I|\,.\,\frac{\partial U}{\partial I}\,.\,U^{0,6} \qquad \text{(IV,14)}$$

On constate, d'après la fig. 5 que cette zone débute pour une tension supérieure à 3.10^{-1} volt aux bornes du cristal.

L'explication qui peut être donnée, pour le bruit élevé dans cette partie est analogue à celle déjà donnée pour les diodes à cathode émissive.

Selon les remarques de Bethe (9) on a, par exemple, cinq charges d'unité dans le cube d'une couche d'arrêt de longueur transversale 10^{-6} cm, pour

laquelle on suppose une épaisseur des points d'impureté de 5.10^{-8}/cm³. Ceci explique le bruit de saturation des tensions absolument infimes. Il est possible, d'autre part, de démontrer qu'un détecteur à contact ponctuel supporte déjà des échauffements atteignant $T = 500°$ K soit 200° C — (20) pour une intensité de courant de 0,1 m A. A cette température, et pour le Germanium, par exemple, on se trouve déjà dans la portion de conductibilité intrinsèque, pour laquelle la résistance spécifique commence fortement à s'abaisser. Dans cet état de densité accrue des électrons, les réflexions aux points d'impureté sont déjà notables et déterminent des courants élevés de bruit par superposition des effets de bruits.

V. — Bruit dans le cas dynamique.

A l'aide de la loi déterminée pour p, il est maintenant facile d'établir une formule valable pour le cas dynamique. Ceci est important pour le cas où le semi-conducteur est employé en mélangeur.

Ecrivant maintenant l'expression de la caractéristique sous une forme compatible à ce cas, on obtient :

$$I_d = K\,(U_0 + U_\sim \cos \omega t)^n + \rho\,(U_0 + U_\sim \cos \omega t) \quad (V,1)$$

$$I_1 = \rho\,(-\,U_0 + U_\sim \cos\,\omega\,t) \quad (V,2)$$

pour lesquelles

K = constante de la couche en [mA/Volt^n]

U_0 = tension de polarisation en « direct ».

$U_\sim$ = amplitude de la tension alternative

n = exposant de la caractéristique

$\omega = 2\,\pi\,f$ = pulsation

$\rho = \partial I i / \partial U$ = pente en « inverse ».

Dans la plupart des cas il pourra être fait usage de la formule (IV,13) c, qui donne au présent cas :

$$p(\omega t) = A + 20\,\frac{K(U_0 + U_\sim \cos \omega t)^n + \rho(U_0 + U_\sim \cos \omega t)}{Kn\,(U_0 + U_\sim \cos \omega t)^{n-1} + \rho} \quad (V,3)$$

et si

$$\rho \ll S = Kn\,U^{n-1} \text{ et } n \approx I$$

$$\left.\begin{aligned} p\,(\omega t) &= A + 20/n\,.\,(U_0 + U_\sim \cos \omega t) \\ p\,(\omega t^*) &= A + 20\,.\,(-\,U_0 + U_\sim \cos \omega t) \end{aligned}\right\} \quad (V,4)$$

avec ωt^* = angle de pilotage, en « inverse »

$\theta^* = \pi - \theta$ = angle du flux d'intensité en « inverse ».

L'intégration de (V,4) donne donc :

$$p\,(\theta) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\theta}^{+\theta} p\,(\omega t)\,d\,\omega t + \frac{1}{2\pi}\int_{-\theta^*}^{+\theta^*} p\,(\omega t^*)\,d\,\omega t^* \quad (V,5)$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_{-\theta}^{+\theta} [\,A + \frac{20}{n}\,(U_0 + U_\sim \cos\,\omega t)\,]\,d\,\omega t$$

$$+ \frac{1}{2\pi}\int_{-\theta^*}^{+\theta^*} [\,A + 20\,(-\,U_0 + U_\sim \cos\,\omega\,t)\,]\,d\,\omega\,t^*$$

ou

$$p(\theta) = A + \frac{20}{\pi}\,U_\sim\,[\,\frac{n+1}{n}\sin\theta + (\pi - \frac{n+1}{n}\,\theta_{arc})\cos\theta] \quad (V,6)$$

qui est une fonction décroissante pour n croissant et dont les minima se déplacent alors vers des angles de flux d'intensité plus élevé.

La fonction $p\ (\theta)$ est d'importance générale puisqu'elle apparait dans tous les calculs de courants de bruit comme dans ceux de tensions, résistances ou températures de bruit. Cette fonction (V,6) est représentée à la fig. 6, sous forme de l'expression réduite :

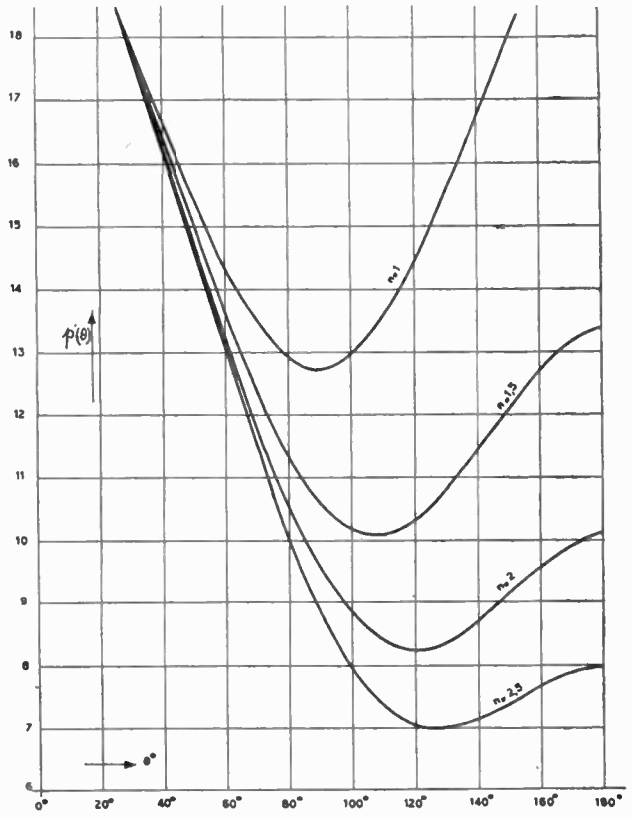

FIG. 6

$$p'\,(\theta) = \frac{20}{\pi}\,[\,\frac{n+1}{n}\sin\,\theta + (\pi - \frac{n+1}{n}\,\theta_{arc})\cos\,\theta] \quad (V,7)$$

Si l'on explore la caractéristique plus fortement dans la partie $I^2 > I$ on doit partir de la formule (IV,14). On obtient alors :

$$p\,(\theta) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\theta}^{+\theta} [A + \frac{20}{n}\,(U_0 + U \sim \cos\,\omega\,t)^{1+c}]\,d\,\omega\,t$$

$$+ \frac{1}{2\pi}\int_{-\theta^*}^{+\theta^*} [A + 20\,(-\,U_0 + U \sim \cos\,\omega\,t)^{1+c}]\,d\,\omega\,t \quad (V,8)$$

ou :

$$p(\theta) = A + \frac{20}{2\pi n}, U_{\sim}^{1,6} \int_{-\theta}^{+\theta} (\cos \omega t - \cos \theta)^{1,6} \, d\omega$$

$$+ \frac{20}{2\pi} U_{\sim}^{1,6} \int_{-\theta^*}^{+\theta^*} (\cos \omega t - \cos \theta)^{1,6} \, d\omega t \qquad (V,9)$$

Introduisant ensuite la fonction

$$\psi_n(\theta) = \frac{I}{K U_{\sim}^n (1 - \cos \theta)^n} = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} (\cos \omega t - \cos \theta)^n \, d\omega t}{(1 - \cos \theta)^n} \qquad (21)$$

on obtient

$$p(\theta) = A + \frac{20}{n} U_{\sim}^{1,6} . \psi_{1,6}(\theta) (1 - \cos \theta)^{1,6}$$

$$+ 20 . U_{\sim}^{1,6} . \psi_{1,6}(\theta^*) . (1 - \cos \theta^*)^{1,6} \qquad (V,10)$$

fonction qui donne des valeurs plus élevées correspondant à la forte exploration du semi-conducteur.

Il doit être bien entendu que les formules données ici pour le bruit dynamique ne tiennent pas compte du bruit de l'oscillateur local et se réfèrent uniquement aux organes à conductibilité asymétrique.

Comme il a été indiqué précédemment, ces formules donnent les valeurs approximatives pour la plupart des cas normaux. On trouvera, par exemple, certains organes pour lesquels on sortira des limites indiquées. Un exemple typique peut être mentionné dans le cas de mauvais contact ponctuel sur le semi-conducteur.

Ce qui apparut important et utile fut la détermination d'une base de calcul pour diverses utilisations et spécialement pour le cas de mélange en harmoniques.

L'auteur se permet d'exprimer ici ses remerciements à Monsieur H. Welker pour ses observations et suggestions intéressantes.

(1) N. F. Mott, *Proc. Roy. Soc.* London (Série A) 171, 27 (1939).
(2) W. Schottky, *Zeit. f. Physik* 113,367 (1939) et 118,534 (1942).
(3) W. Schottky et E. Spenke, *Wiss. Veröf. Siemens-Werke.*
(4) H. Welker, *Jahrb. d. d. Luftfahrtf.* 1941, S. III 63/68.
(5) Torrey-Whitmer, *Crystal Rectifiers*, Mc Graw Hill Book Cy, 1948.
(6) V. F. Weisskopf, *N. D. R. S. Report* 14-133, 15 Mai 1943.
(7) H. F. Matare, *E. N. T.* 19 H 7 p 111, 1942.
(8) N. F. Mott et R. W. Gurney : *Electronic processus in Ionic Crystal* Oxford — Clarendon Press 1945.
(9) H. A. Bethe : *Theory of the Boundary Layer of Crytal Rectifiers R. L. Report* N° 43-12-23. November 1942.
(10) Campbell et Francis : *Theory of Valve and circuit noise.* II of the Inst. Elect. Eng. Vol 93. III N° 21 Janvier 1946.
(11) Uspensky, *Mathematical Probability*, Mc Graww Hill Bock Cz New-York 1937, p. 239 et suivantes.
(12) Zernike : *Wahrscheinlichkeitsrechnung u mathematische Statistik*, Handb. d. Physik, III p. 438.
(13) Doetsch, *Laplace-Transformation* J. Springer 1937.
(14) H. Nyquist, *Phys. Rev.* 32, 110, 1928.
(15) H. Q. North, *Journ. of. App. Phys.*, II 1946.
(16) W. E. Stephens, *Crystal Detectors*, *Electronics*, Juillet 1946.
(17) R. N. Smith *N. D. R. C.* 14-167 Purdue Univers, 25 juin 1943.
(18) Kroebel, *Protokoll Br. B.* N° 906/44 gkdos, B. H. F. Abt. 2/IB.
(19) Ragnar Holm : *Die technische Physik der Elekt. Kontakte.* Berlin 1941 — J. Springer édit.
(20) Comparer (7) et valeurs tabulaires de H. Rothe — W. Kleén : *Electronenröhren als Schwingungserzeuger u Gleichrichter.* Akademische Verlagsgesel. 1941, Leipzig ; p. 121.

LES COMPTEURS ÉLECTRONIQUES D'IMPULSIONS (*)

PAR

P. NASLIN

Ingénieur militaire de l'Armement

ET

A. PEUTEMAN

Ingénieur du Conservatoire National des Arts et Métiers

PREMIÈRE PARTIE

EXPOSÉ SUR LES ÉCHELLES DE NUMÉRATION ÉLECTRONIQUES

PAR

P. NASLIN

I. Introduction.

Au cours d'une récente communication, Monsieur Bouthillon a eu l'occasion d'analyser devant nous les mérites relatifs des grandes machines mathéma tiques analogiques et arithmétiques. Il ressort de cette discussion que ces dernières sont susceptibles d'une plus grande précision que les machines analogiques du type de l'analyseur différentiel. D'une manière générale, on peut dire que les méthodes de mesure discontinues, reposant sur les procédés de numération, sont plus précises que les méthodes de mesure continues. En effet, elles ne comportent pas d'opérations d'interpolation, toujours génératrices d'erreurs. Elles consistent à comparer la grandeur à mesurer avec une grandeur de référence à variation discontinue, et à compter le nombre d'incréments de la grandeur de référence contenus dans la grandeur à mesurer. Ainsi, nous verrons ultérieurement que la méthode chronométrique la plus précise consiste à compter le nombre des impulsions engendrées par une horloge de référence qui se sont succédées pendant l'intervalle de temps à mesurer. Le pouvoir de résolution qu'il convient de donner au compteur dépend à la fois de la valeur absolue de la grandeur à mesurer et de la précision recherchée. Les compteurs électroniques sont seuls capables d'une cadence de comptage suffisante pour la chronométrie des temps courts.

Cette dualité entre le continu et le discontinu se retrouve dans bien d'autres domaines de la science et de la technique. Dans de nombreux cas, il est curieux d'observer que l'esprit humain, parti instinctivement du discontinu, s'est rendu maître des phénomènes grâce à la conception laborieuse du continu, pour effectuer de nos jours un retour vers le discontinu, dans le but de parvenir à une analyse plus fine du monde extérieur ou a une action plus précise.

(*) Communication présentée à la séance du 12 Février 1949, de la Société des Radioélectriciens, tenue en commun avec la Société Française des Electriciens.

Ainsi, les « atomes crochus » de Lucrèce, après avoir fait place aux éléments continus des alchimistes, ont aujourd'hui pour descendants les particules de la chimie moléculaire et nucléaire. Dans le domaine des mathématiques, nos ancêtres ont commencé par construire l'arithmétique, science du nombre, donc du discontinu ; l'esprit humain a dû faire un effort d'abstraction considérable pour « inventer » littéralement le continu, qui a seul permis le magistral développement de l'analyse classique ; mais les théories mathématiques des êtres continus sont incapables de rendre compte de certains aspects de la physique moderne, et c'est pourquoi nous assistons aujourd'hui à un retour des mathématiques vers le discontinu. Citons enfin le cas des télécommunications, qui ont utilisé tour à tour une modulation par tout ou rien à l'aide d'un manipulateur télégraphique, puis la modulation continue d'amplitude, de fréquence ou de phase, pour revenir au cours de ces dernières années au discontinu avec la modulation par impulsions.

Le grand développement des méthodes de numération électroniques dans l'instrumentation moderne justifie pleinement un rapide tour d'horizon en vue de dégager les principes selon lesquels sont constituées les différentes échelles de numération actuellement en usage. Tel est le but du présent exposé.

Quel que soit le système de numération utilisé, un compteur est constitué par un certain nombre d'éléments, appelés échelles, capables d'emmagasiner un nombre de signaux égal à la base et d'indiquer à chaque instant le chiffre des unités du nombre de signaux qu'ils ont reçus. Dans un système de numération à base N, une échelle sera donc constituée par un système présentant N états stables, chacun de ces états étant caractéristique d'un des entiers compris entre 0 et $(N - 1)$. Pour constituer un compteur à base N capable de compter jusqu'à N^p, il suffit de monter p échelles de N en série, en

faisant en sorte que l'échelle d'ordre p, en passant de l'état $(N - 1)$ à l'état N, fournisse une impulsion de comptage à l'échelle d'ordre $(p + 1)$. Chaque échelle effectue donc en fait la division par N du nombre de signaux qu'elle reçoit.

Du point de vue technique, le système de numération le plus simple est le système binaire, dans lequel chaque échelle ne comporte que deux états stables caractéristiques des nombres 0 et 1. Il présente cependant l'inconvénient de nécessiter la traduction du nombre indiqué en un nombre de la numération décimale. Si cette circonstance est considérée comme prohibitive pour l'usage envisagé, il conviendra de constituer un compteur décimal, formé d'échelles de 10 ou décades. Bien qu'une décade puisse être construite au moyen de 10 échelles de 2, il est plus avantageux, du point de vue du nombre des éléments constitutifs mis en œuvre, de faire appel à des montages spéciaux, tels que la mise en série d'une échelle de 2 et d'une échelle de 5 ou les dispositifs permettant de transformer une chaîne binaire en décade. On parvient ainsi à constituer des compteurs décimaux ne comportant guère plus d'éléments que les compteurs binaires.

La première grande machine à calculer arithmétique électronique, l'Eniac, utilisait la numération décimale pour toutes ses opérations de calcul et de mémoire, au prix d'un nombre de tubes très élevé. Par contre, les machines en construction ou à l'étude à l'heure actuelle aux Etats-Unis, en Grande-Bretagne et en France, utilisent toutes la numération binaire pour toutes leurs opérations internes. Les données sont converties automatiquement en système binaire à l'entrée de la machine, et les résultats subissent la transformation inverse à la sortie. Cette solution entraîne une simplification considérable toutes les fois que le nombre des données et des résultats est faible devant celui des résultats intermédiaires du calcul, ce qui est le cas général.

Outre les échelles de comptage proprement dites, un compteur électronique comportera un certain nombre d'éléments accessoires, tels que le dispositif d'indication visuelle du compte, un circuit de mise en forme des impulsions à compter et, éventuellement, un interrupteur électronique permettant de délimiter exactement la durée du comptage.

Selon la nature des tubes électroniques utilisés, thyratrons, triodes, pentodes, tubes miniatures, les échelles des compteurs actuels sont capables de suivre des cadences maxima de comptage comprises entre 1 kHz et 1 MHz. Il est évident que les échelles d'ordre supérieur d'un compteur n'ont pas besoin de donner des résultats de qualité aussi poussée que les échelles d'entrée. Elles pourront donc avantageusement être constituées par des échelles à thyratrons, ou même par un compteur mécanique. De toutes façons, il convient d'insister sur le fait qu'un compteur électronique doit être capable de compter des signaux ne présentant aucun caractère de périodicité, puisqu'aussi bien, dans le cas le plus favorable, la fréquence des impulsions de comptage, si elle peut être constante pendant la durée du temps de comptage, sera nulle avant l'ouverture et après la fermeture de l'interrupteur électronique.

Nous ne nous attarderons pas pour le moment sur les échelles à thyratrons, une décade à thyratrons devant ultérieurement être décrite en détail par Monsieur Peuteman. Qu'il nous suffise de faire remarquer qu'un thyratron se comportant comme un relais, il est certainement possible de constituer une décade au moyen de dix thyratrons connectés convenablement. Les conditions de désionisation limitent à quelques kiloherz la cadence de comptage maxima des échelles à thyratrons.

L'emploi des tubes à vide permet de construire des compteurs capables de suivre des cadences plus élevées que celles des compteurs à thyratrons. On peut atteindre 100 kHz avec des tubes ordinaires et 1 MHz avec des tubes miniatures. (*)

L'élément constitutif des échelles à tubes à vide est le montage en bascule ou simplement bascule ou basculeur dû aux travaux d'Abraham et de Langevin. Signalons que, dans le langage technique anglo-saxon, les bascules sont désignées sous le nom suggestif de « flip-flop ». Elles rentrent dans la catégorie plus générale des « trigger circuits » et reçoivent aussi parfois le nom de « trigger pair ». On peut classer les bascules selon deux points de vue différents, soit selon le type de tubes utilisés, triodes ou pentodes, soit selon leur mode d'attaque, dissymétrique. Nous nous proposons dans la suite de passer en revue les divers types de bascules et leur emploi dans les échelles de numération électronique.

II. Bascule à triodes à commande dissymétrique :

Cette bascule (figure 1) est en somme un multivibrateur dont les capacités de liaison ont été supprimées et remplacées par des résistances R_1. Dans ces conditions, on conçoit que ce système puisse rester stable, un tube étant bloqué (courant de plaque nul) quand l'autre est conducteur. Cet état

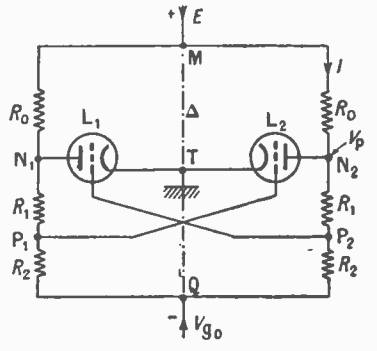

Fig. 1 - Bascule à triodes à commande dissymétrique

peut être inversé par une impulsion négative appliquée à la grille du tube conducteur ou par une impulsion positive appliquée à la grille du tube bloqué.

Pour étudier les conditions de basculement, considérons la bascule de la figure 1 comme un *dipôle actif* mis en série avec la résistance R_0 (fig. 2). Tous les éléments étant donnés, le ou les états stables du système sont fournis par les relations

$$\begin{cases} E - V_p = R_0 I, & (1) \\ I = f(V_p). & (2) \end{cases}$$

La relation (1) représente la loi d'Ohm appliquée à R_0, la relation (2) représente l'équation du dipôle.

(*) L'emploi de dispositifs particuliers permet d'atteindre 10 M H z ; f. par ex Bliss, "Electronic digital Counters" Electrical Engineering, Avril 1949, p 313. et 314.

On peut tracer les courbes représentant ces relations dans un système d'axes $V_p = F(I)$ l'équation (1) représentant la droite de charge, et l'équation (2) pouvant être obtenue par mesure directe (fig. 3). Les points d'intersection de ces courbes donnent le

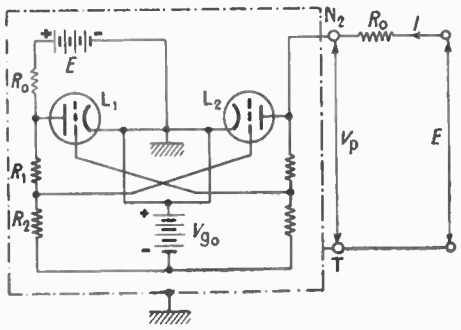

Fig. 2
Bascule de la fig. 1 considérée comme un dipôle actif

ou les états de fonctionnement. Les courbes obtenues sont du type de celles représentées en figure 4. Si les paramètres (E, V_{go}, V_p, R_0, R_1, R_2) ont été convenablement choisis, on obtient trois point de fonctionnements possibles, A, B, et C.

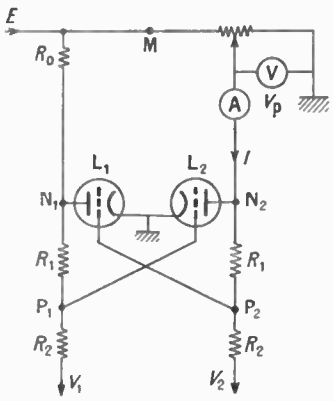

Fig. 3
Montage pour le relevé de la caractéristique du dipôle de la fig. 2

Le point B correspond à un etat instable : si V_p vient à *croître* légèrement, la courbe (4) montre que I décroît ; il s'ensuit, d'après la droite (3), que V_p *croît* davantage, et ainsi de suite jusqu'à l'état C. Les points A et C représentent au contraire des états stables, car, si V_p vient à *croître*, I croît d'après la courbe (4) ; la droite (3) montre qu'alors V_p *décroît*, jusqu'à ce que finalement l'état stable soit à nouveau atteint.

La figure 1 étant symétrique par rapport à la droite Δ, la courbe de la figure 4 représente aussi bien le courant de plaque de L_1 que celui de L_2. Quand un tube est dans l'état A (conducteur), l'autre est dans l'état C (bloqué). Faire basculer le système revient à permuter les états A et C pour les deux tubes.

Laissons fixe la polarisation V_1 (fig. 3), et traçons le réseau $I = f(V)$ avec V_2 comme paramètre. On obtient un réseau analogue à celui de la figure 5 *a* : la polarisation décroissant à partir de — 20 V, le point A glisse vers le point C, qui demeure invariable. A partir de — 30 V, le *maximum* de ces courbes s'abaisse rapidement, et finit par passer *au-dessous* de la droite de charge. Le tube L_1, qui était conducteur (état A), se bloque, et passe à l'état C. La figure 5 b donne l'état du tube L_2 (initialement dans l'état C) : le *minimum* de ces courbes s'élève, et passe *au-dessus* de la droite de charge. Alors le tube L_2 passe à l'état A.

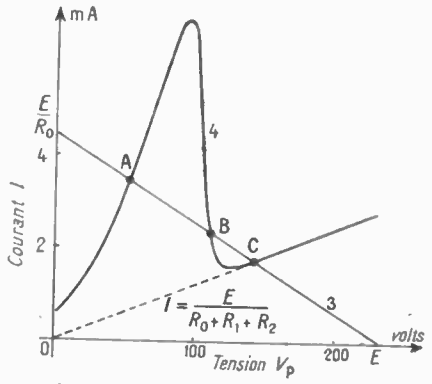

Fig. 4 - Caractéristique du dipôle et droite de charge

Si la polarisation commune est de — 30 V, une impulsion de — 2 V appliquée à la grille d'un tube non conducteur fait basculer le système. Quand l'impulsion est terminée, deux états stables sont à nouveau possibles, mais les deux tubes ont été laissés libres alors que leurs potentiels de grille (et

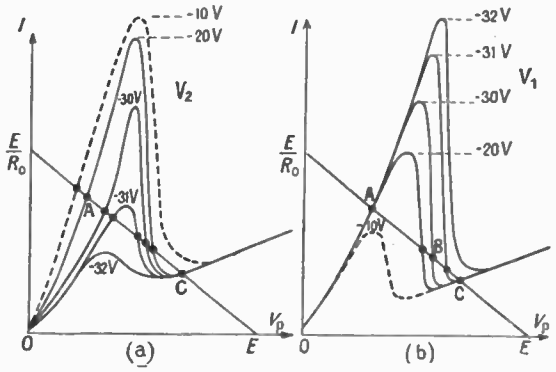

Fig. 5
Fonctionnement de la bascule de la fig. 1 : (a) Etat du tube de gauche selon sa tension de grille ; (b) Etat du tube de gauche selon la tension de grille du tube de droite, ou inversement

de plaque) n'étaient pas égaux, et c'est naturellement le tube dont le potentiel de plaque est maintenant le plus élevé (celui qui était précédemment conducteur) qui se bloque.

Pratiquement, pour pallier les fluctuations de tensions, le vieillissement et l'influence du remplacement des tubes, on polarisera les tubes à une tension bien supérieure à celle du seuil de basculement (— 20 V par exemple), et on appliquera aux grilles une impulsion de grande amplitude (— 20 V par exemple).

L'univibrateur peut être considéré comme un hybride entre la multivibrateur et la bascule à commande dissymétrique (fig. 6). L'une des deux résistances de couplage y est remplacée par un condensateur. Au repos, le tube de droite est conducteur. Si l'on applique une impulsion négative à sa

grille, le système bascule. Mais il ne demeure dans ce nouvel état que pendant un temps limité. En effet, la tension de grille du tube de gauche, qui avait subit un brusque accroissement au moment du basculement, décroît selon une loi exponentielle qui dépend de la constante de temps du circuit constitué par le condensateur de couplage et les résistances

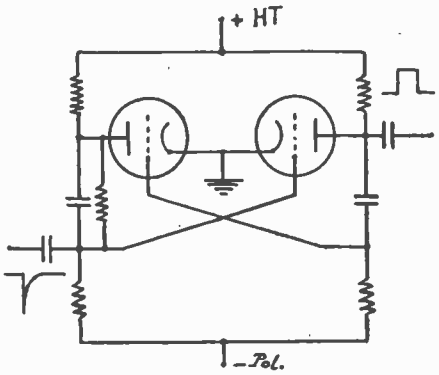

Fig. 6 - Univibrateur

de plaque et de grille. Lorsqu'elle atteint une certaine valeur critique fonction des paramètres du système, le système reprend son état initial par un nouveau basculement. On peut donc prélever sur la plaque du tube de droite un signal rectangulaire dont la durée peut par exemple être contrôlée par la tension de polarisation de la grille du tube de gauche. Ce principe est effectivement mis en œuvre dans les procédés de modulation par impulsions en durée ou en position.

III. Décade en chaîne fermée.

La bascule à commande dissymétrique se comportant comme un relais, il est clair que l'on peut constituer une décade en associant dix de ces bascules selon le montage de la figure 7. Ce schéma n'est pas autre chose que la transposition brutale dans le domaine du comptage électronique des principes mis en œuvre dans les compteurs mécaniques. Les décades figurant dans les organes de calcul et de mémoire de la machine Eniac sont de ce type.

Sur la figure 7, le système de deux triodes de la figure 1 a été supposé réalisé au moyen d'une double triode dont les sections de droite et de gauche sont couplées comme il a été indiqué.

La décade comporte dix doubles triodes, numérotées de 0 à 9. Les grilles des sections de droite sont connectées à la polarisation commune (— 20 V par exemple) ; les grilles des sections de gauche sont connectées à cette même polarisation à travers une résistance faible R, aux bornes de laquelle seront appliquées les impulsions *négatives* de comptage. L'anode de chaque section de droite est connectée par un condensateur C à la grille de la section de droite du tube double suivant.

Dans la position d'attente, toutes les sections de gauche sont bloquées, excepté la première, qui est conductrice (toutes les sections de droite sont conductrices, sauf la première qui est bloquée).

La première impulsion négative de comptage n'a aucune action sur les sections de gauche numérotées de 1 à 9, ces sections étant déjà bloquées, mais elle bloque la section de gauche n° 0. L'élément 0 *bascule*. La section de droite n° 0 devenant conductrice, son potentiel anodique décroît brusquement ; il en résulte une impulsion négative sur la grille de la section droite n° 1 ; cette section était conductrice, l'impulsion venant de l'élément 0 la bloque donc à son tour, et rend la section de gauche, devenue conductrice, sensible à l'impulsion de comptage suivante, qui la bloque à nouveau. Le processus de fonctionnement est indiqué au bas de la figure 7.

Des tubes au néon branchés en parallèle sur les résistances anodiques des sections de gauche (ou entre les anodes des sections de droite et la terre) indiquent le nombre d'impulsions qui sont parvenues au compteur.

On couple aisément une décade à la suivante en attaquant le tube de commande de celle-ci par le dernier élément de la décade précédente (circuit C' R').

Il nous reste à examiner l'influence éventuelle d'impulsions positives de comptage alternant avec

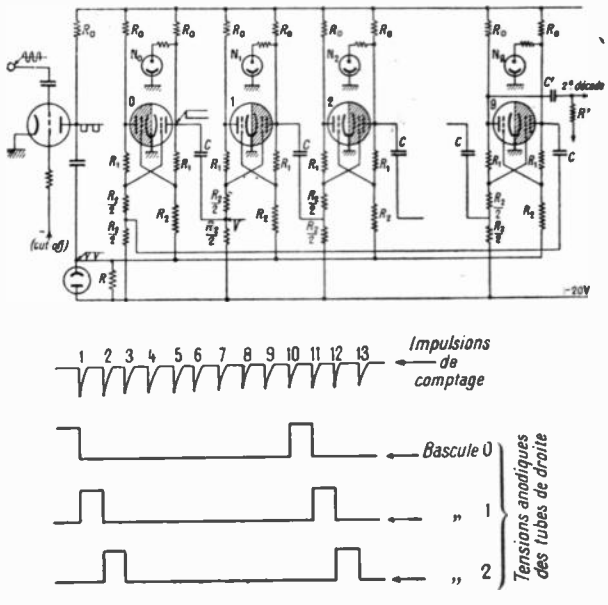

Fig. 7
Décade à bascules à commande dissymétrique en chaîne fermée

les impulsions négatives considérées. Quand, en cours de fonctionnement, une section de droite se bloque, elle transmet une impulsion positive à un tube déjà conducteur. Il n'existe donc aucun risque de mauvais fonctionnement de ce côté. Par contre une alternance positive de comptage risquerait de rendre conductrice une section bloquée, le point C de la figure 5 a cessant d'exister. On se met à l'abri de cette source d'erreurs en ne transmettant aux grilles de gauche que des impulsions négatives de comptage (en disposant en parallèle sur R une diode qui écrête les alternances positives), mais, on peut plus simplement rendre la bascule trois fois plus sensible aux alternances négatives qu'aux alternances positives, en choisissant convenablement la polarisation.

La sécurité de fonctionnement d'un compteur à décades de ce type a pour contre-partie le grand nombre de tubes nécessaire à la construction d'un compteur complet.

Supposons qu'on désire compter n impulsions au moyen d'un compteur à décades. Si N est l'entier immédiatement supérieur à $\log_{10} n$, le nombre de tubes doubles du compteur sera

$$M = 10\ N$$

sans compter les tubes de liaison : compter 2.000 impulsions exige donc 40 tubes doubles seulement pour les bascules.

IV. Bascule à triodes à commande symétrique.

Pour faire fonctionner la bascule à commande dissymétrique décrite ci-dessus, il faut envoyer des impulsions de même signe *séparément* et *alternativement* aux deux électrodes de commande, ou des impulsions de signes contraires à une seule de ces électrodes. Au contraire, l'attaque de la bascule d'Eccles-Jordan ou multivibrateur bloqué (fig. 8), dont l'usage remonte à 1919, est symétrique, les impulsions de commande étant envoyées *simultanément* aux deux électrodes de commande. Son

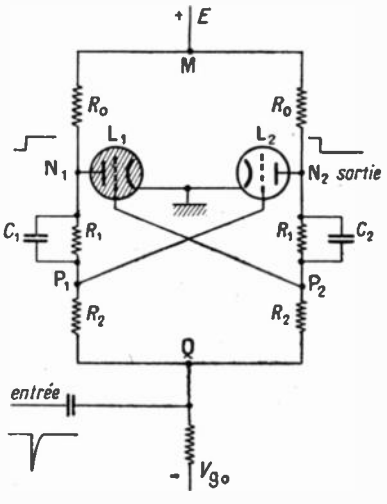

Fig 8
Bascule à triodes à commande symétrique par les grilles

fonctionnement correct est, de ce fait, plus délicat à obtenir. Il est rendu possible grâce à de petits condensateurs branchés aux bornes des résistances de couplage R_1. Nous analyserons leur rôle en détail ultérieurement. Bornons-nous pour le moment à mentionner qualitativement qu'ils constituent des chemins de faible impédance pour les variations rapides des tensions de plaque des deux triodes de la bascule.

Le système de la figure 8 est peu sensible à des impulsions positives appliquées aux grilles de commande. En effet, ces impulsions sont fortement affaiblies par suite de l'apparition d'un courant de grille dans le tube conducteur. Le système est donc capable de discriminer le signe des impulsions qui lui sont appliquées. Examinons de plus près comment il réagit à des impulsions négatives appliquées aux grilles de commande.

Les courbes caractéristiques du dipôle nous montrent que l'impulsion négative de comptage appliquée symétriquement aux deux grilles de commande a pour effet de porter les deux tubes dans un même état, dans lequel ils sont tous les deux bloqués. En l'absence des condensateurs C_1, C_2, cet état est atteint quasi instantanément. L'impulsion disparaissant, les tubes peuvent à nouveau prendre l'état A ou C, mais puisqu'ils partent tous deux du même état, il n'y a aucune raison pour que ce soit L_1 qui occupe l'état C et L_2 l'état A ; le retour aux états stables sera seulement déterminé par de légères dyssymétries de montage ou de construction. C'est la présence du condensateur C_1 qui a pour effet de porter temporairement la grille de L_2 à un potentiel positif de valeur supérieure à celle du potentiel de L_1, circonstance favorable au basculement.

En effet, la plaque du tube de gauche, qui se trouvait initialement conducteur, subit un brusque accroissement de potentiel. Il en résulte une impulsion positive, qui est presque intégralment transmise à la grille de L_2, le condensateur C_1 court-circuitant la résistance R_1 pour les régimes transitoires rapides. Il en résulte bien que la grille de L_2 a temporairement un potentiel supérieur à celui de L_1. Quand l'impulsion aura cessé, L_2 sera conducteur et L_1 bloqué.

En réalité, à cause de C_2, v_{g1} ne décroît pas instantanément, et l'on peut se demander si ce retard

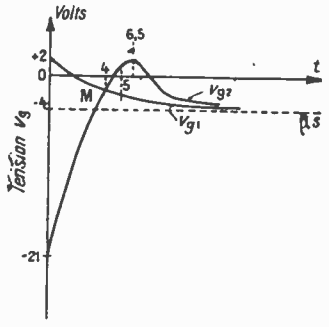

Fig. 9
Variation en fonction du temps des tensions de grille des tubes de la fig. 8 pendant le basculement

n'est pas préjudiciable à l'effet de bascule. Il n'en est rien et on peut le montrer en traçant, grâce à un calcul approché (1), les courbes de variation des deux tensions de grilles en fonction du temps (fig. 9). On voit qu'à partir du point M ($t = 4\ \mu s$) la grille du tube précédemment bloqué est à un potentiel plus élevé que celle de l'autre tube. Si l'impulsion de comptage est de durée supérieure à 4 μs, mais pas trop supérieure à 6,5 μs, la bascule fonctionnera.

On voit également qu'on pourra diminuer la durée de l'impulsion de comptage, et par suite accroître la cadence de comptage, en prenant les résistances R_0, R_1, R_2 assez faible.

La cadence de comptage est limitée, par ailleurs, par les capacités entre électrodes des tubes. Il y a donc intérêt, aux hautes fréquences, à employer

(1) Ce calcul, dû à Monsieur Peuteman, figure en particulier dans l'article publié par les conférenciers, dans le numéro d'Octobre 1948 de la Revue Générale de l'Electricité.

des tubes pentodes dont la capacité de sortie est plus faible. Le processus de basculement reste le même.

Le chronomètre L. C. A. (Laboratoire Central de l'Armement) qui vous sera présenté par Monsieur Peuteman comporte des bascules à commandes symétrique constituées par des doubles triodes 6 N7 et fonctionnant correctement à la cadence de 100.000 Hz. L'emploi de doubles-triodes miniatures 6J6, à faibles capacités interélectrodes, ou de doubles pentodes EFF 51, permet de porter la cadence maxima de comptage à 1 MHz.

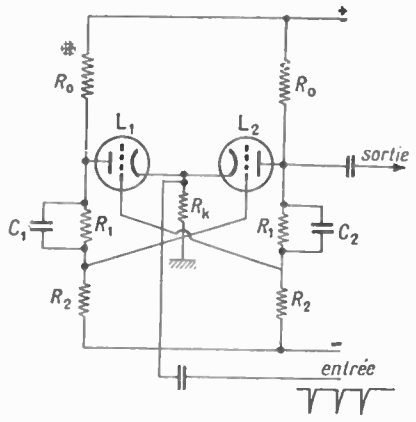

Fig. 10
Bascule à triodes à commande symétrique par les cathodes

Jusqu'à maintenant, nous avons raisonné sur une bascule commandée symétriquement par les grilles. On peut envisager d'autres modes d'attaque symétrique des bascules :

a) *Par la cathode* (fig. 10). On envoie sur les cathodes des tubes des impulsions positives, qui ont le même effet que des impulsions négatives sur les grilles. L'avantage de cette attaque est qu'elle s'effectue sur un circuit non directement intéressé à la bascule.

b) *Par l'anode* (fig. 11 *a*). Les impulsions négatives sont envoyées aux anodes par l'intermédiaire des éléments R_p C. La figure 11 *b* explique le mode de basculement : l'impulsion ΔE abaisse la droite de charge Δ de telle sorte qu'il n'y a plus qu'un seul

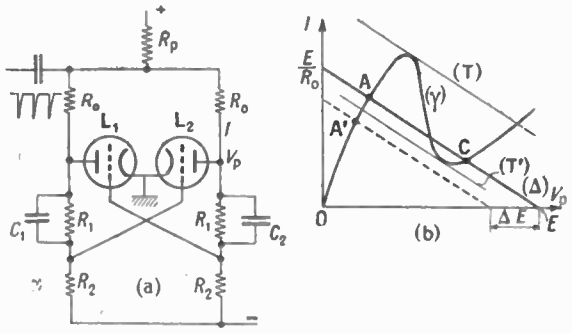

Fig. 11
Bascule à triodes à commande symétrique par les anodes

point d'intersection A' avec la courbe du dipôle (γ). En réalité, le fait d'abaisser l'alimentation de E à $E - \Delta E$ déplace quelque peu la courbe (γ) vers le bas, mais l'effet est plus important sur Δ que sur (γ), si bien que le basculement s'effectue. La discrimination du signe est obtenue par le fait que la distance de Δ à la tangente supérieure T à (γ) est différente de la distance de Δ à la tangente inférieure T', les deux tangentes T et T' étant parallèles à Δ.

Dans tous nos schémas, la sortie se fait sur l'une des plaques. En fait, il est souvent plus avantageux de prélever les impulsions de sortie sur la grille de l'un des tubes. La présence du courant de grille limite l'amplitude des impulsions positives de sortie, ce qui, au cas où les impulsions de sortie sont utilisées pour attaquer par les grilles une seconde bascule identique, a pour effet de faciliter la discrimination du signe. C'est pourquoi, comme nous le verrons au paragraphe suivant, il n'est pas nécessaire de disposer des diodes ou des redresseurs secs entre les étages des compteurs binaires ainsi constitués.

V. Compteurs binaires.

La bascule à attaque symétrique constituant à elle seule une échelle de base 2, un compteur binaire peut-être constitué par le montage en cascade de n de ces bascules. Si les bascules sont, par exemple, sensibles à des impulsions *négatives* de comptage, on voit qu'il suffit de relier l'entrée de chaque bascule à l'anode du tube de la bascule précédente qui est bloqué en position d'attente (fig. 12 a).

Les courbes de la figure 12 b représentent les tensions à la sortie des bascules successives.

Les numéros affectés aux bascules sont égaux à leur *coefficient*, le coefficient d'une bascule étant

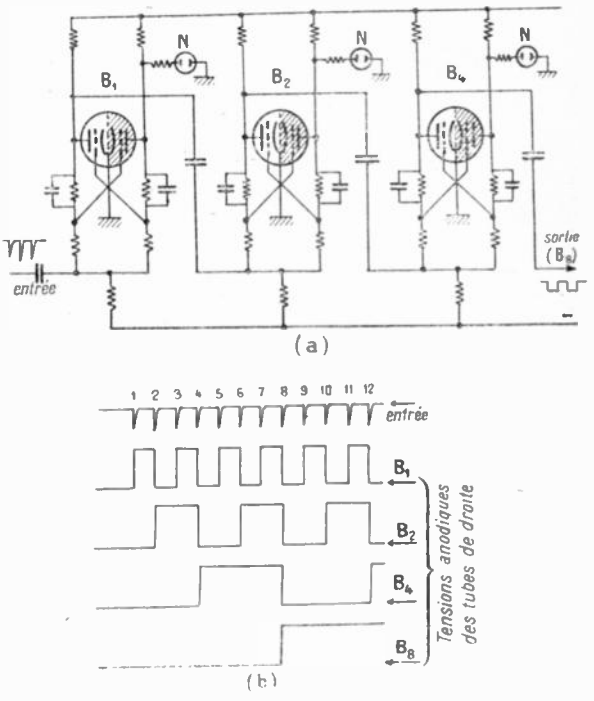

Fig. 12
Compteur binaire

égal au nombre d'impulsions, à l'entrée du compteur, qui la font basculer pour la première fois (le compteur étant initialement au repos). Le coefficient de la bascule de rang n est 2^{n-1}. La capacité d'un compteur de n bascule est 2^n.

L'indication de la mesure se fait au moyen de voyants au néon connectés entre les anodes des tubes conducteurs au repos et la masse. Le résultat d'une mesure s'obtient par addition des coefficients des bascules dont les voyants sont illuminés à la fin de la mesure.

VI. Chaînes composées.

Le nombre 10 étant égal au produit de 2 par 5, il est possible de constituer une décade en associant une échelle de base 2, constitué par une bascule à commande symétrique, et une échelle de base 5

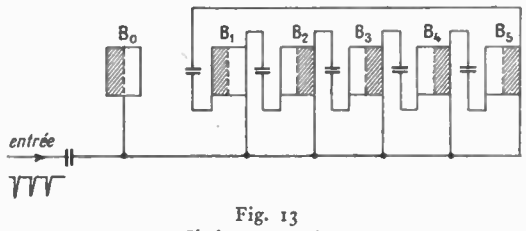

Fig. 13
Chaîne composée 2-5

formée par une chaine fermée de 5 bascules à commande dissymétrique (fig. 13). En pratique l'échelle de 5 est avantageusement constituée par un dispositif plus économique que la chaîne fermée de 5 bascules à commande dissymétrique. Tel est le but des montages décrits ci-dessous.

VII. Décades binaires.

La manière la plus économique de former une décade consiste à partir d'une échelle de base 16, constituée par 4 bascules montées en cascade, et à la munir de dispositifs auxiliaires de telle sorte que les quatre étages se retrouvent dans le même état toutes les 10 impulsions. Ce résultat peut être atteint, soit par une avance de 6 unités au cours du comptage (système de la Radio Corporation of America), soit par une remise à zéro brutale à la dixième impulsion (système Potter). Remarquons d'ailleurs qu'il est peut-être plus simple de considérer le premier étage d'un tel système comme une échelle de deux, et les trois autres avec le dispositif de remise à zéro automatique, comme une échelle de cinq. La décade rentre alors dans le cadre des chaînes composées mentionnées ci-dessus.

1° *Décade binaire R. C. A* (fig. 14). — Une décade composée seulement de quatre bascules symétriques à triodes attaquées par les anodes a été mise au point par la Radio Corporation of America. La capacité de quatre bascules mises en série est normalement de 16 ; pour la réduire à dix, il suffit d'avancer de six le compte de la décade. Ecrivons

$$10 = 5 \times 2,$$
$$5 = 8 - 3,$$
$$3 = 2 + 1.$$

La première égalité indique la mise en série d'une échelle de base 2 et d'une échelle de base 5. Cette dernière étant formée de trois bascules à attaque symétrique d'une capacité de huit, la deuxième égalité indique qu'on doit avancer son compte de trois ; trois est la somme des coefficients de la première et de la deuxième de ces trois bascules (troisième égalité).

L'avance du compte de B_2 et B_4 se fait par réaction de B_4 sur B_2 et de B_8 sur B_4. Sur la figure 14 b sont représentées les tensions anodiques des tubes de droite des bascules. Les réactions B_4 — B_2 et B_8 — B_4 sont obtenues par couplage de l'anode gauche de B_4 (ou B_8) à la grille droite de B_2 (ou B_4). A la quatrième impulsion d'entrée, la réaction B_4 — B_2 bloque l'élément de droite de B_2 que la seconde impulsion négative venue de B_1 avait rendu conducteur.

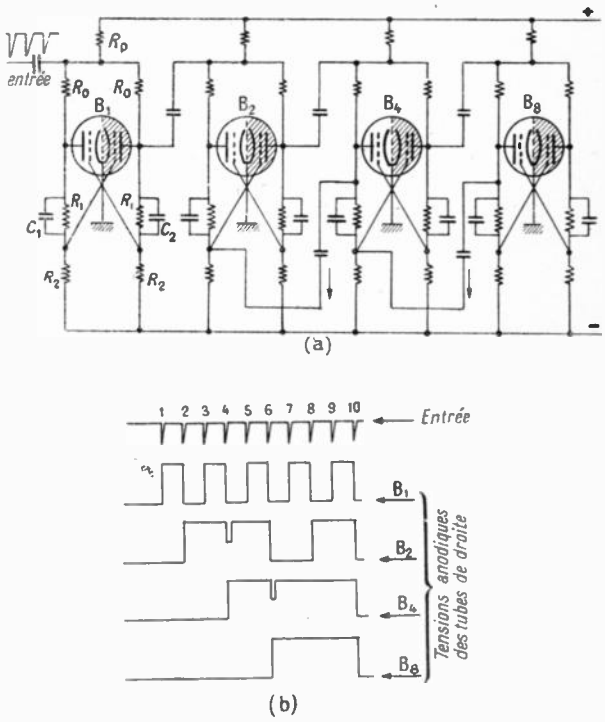

Fig. 14 - Décade R. C. A.

De même, à la sixième impulsion d'entrée, B_8 envoie à B_4 une impulsion négative sur l'élément de droite de B_4, que l'impulsion venue de B_2 avait rendu conducteur et le bloque à nouveau.

On peut se demander pourquoi, à la sixième impulsion d'entrée, la bascule forcée de B_4 ne fait pas, par la réaction B_4 — B_2, basculer à nouveau B_2. Il y a à cela deux raisons : la première est que, dans les deux bascules presque simultanées de B_4, la tension anodique du tube de droite de B_4 ne tombe pas à une valeur aussi faible qu'il le faudrait pour faire basculer franchement B_2 ; la seconde est que la liaison par capacité de B_4 à B_2 donne sur la grille de droite de B_2 deux impulsions presque simultanées, la première positive, la seconde négative, l'intervalle de temps s'écoulant entre ces deux impulsions étant bien plus faible que le temps de réponse de la bascule B_2.

Un tube à néon par bascule suffirait, moyennant un calcul élémentaire, à indiquer le compte d'une décade ainsi constituée. Dans le compteur de la Radio Corporation of America, un arrangement judicieux de résistances et de 10 tubes au néon permet la lecture directe. Ce dispositif a été décrit par

E.I. Grosdoff et il est inutile que nous nous y attardions ici (1).

La remise à zéro s'effectue en insérant temporairement une résistance élevée dans le circuit anodique des tubes à rendre conducteurs.

Le compteur de la Radio Corporation of America, qui comprend 6 décades formées de double-triodes 6J6, est capable d'une cadence maximum de comptage de 1 MHz.

2° *Décade binaire Potter* (fig. 15). — Le compteur électronique de la Potter Instruments Corporation utilise des décades comportant chacune quatre bascules à triodes à attaque symétrique, le couplage étant réalisé entre la grille d'une bascule et les grilles de la bascule suivante.

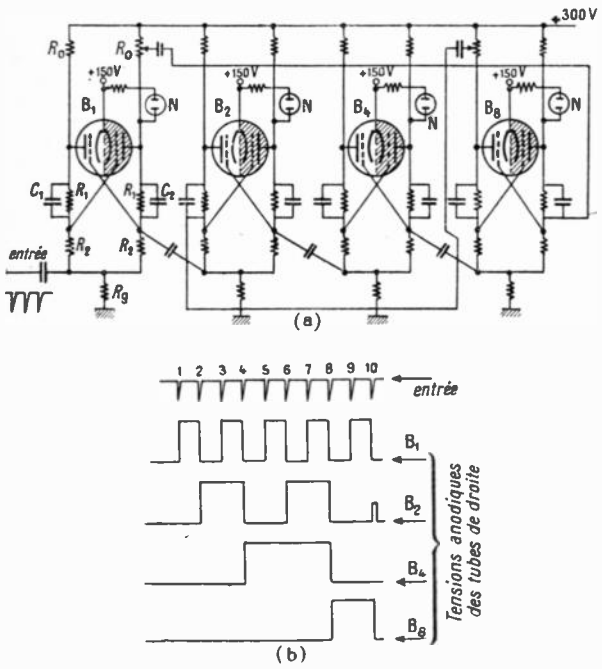

Fig. 15 - Décade Potter

Considérons une chaîne simple à 4 bascules (fig. 15 *a*) ; après la neuvième impulsion d'entrée, le tube de droite de B_1 est bloqué, celui de B_2 conducteur, celui de B_4 conducteur, celui de B_8 bloqué (fig. 15 *b*). Pour remettre le compteur au zéro à la dixième impulsion, il suffit de laisser B_1 basculer, de *forcer* B_8 à basculer et d'*empêcher* B_2 de basculer. On force B_8 à basculer en couplant la grille de son tube de gauche à l'anode de droite de B_1 : quand B_1 bascule à la dixième impulsion, une impulsion négative est transmise à la grille du tube de gauche de B_8 ; ce tube étant conducteur, B_8 bascule. On empêche B_2 de basculer en couplant l'anode du tube de gauche de B_8 à la grille de droite de B_2 : quand B_8 bascule, une impulsion positive est transmise par B_8 à la grille du tube de droite de B_2, qui est conducteur ; cette impulsion « écrase » l'impulsion négative de comptage qui vient au même moment de B_1 ; B_2 ne peut donc basculer.

L'indication s'obtient simplement par addition des coefficients des bascules dont le voyant (connecté entre les anodes des tubes de droite et la masse). est illuminé en fin de mesure.

Nos collaborateurs du Laboratoire de Recherches Balistiques et Aérodynamiques de Saint-Louis ont réalisé au moyen de doubles triodes 6 *SN*7 une décade de ce type ayant une cadence maximum de comptage de 150 kHz. Il convient d'ailleurs de remarquer que, si l'on supprime le dispositif de remise à zéro forcée et si l'on fait fonctionner le système en compteur binaire, on peut atteindre la cadence de 1 MHz.

La Potter Instruments Corporation annonce que son compteur a un temps de résolution de 5 µs. Cette société utilise vraisemblablement des doubles triodes miniatures 6J6.

Dernièrement en s'inspirant d'une idée de V. Regener, G.-T. Baker a préconisé pour la décade Potter un mode d'indication à lecture directe décimale utilisant un tube cathodique miniature (1).

Sur la figure 16 *a*, nous avons reproduit les circuits de plaque des quatre doubles triodes de la décade Potter. Les plaques de déviation d'un tube cathodique sont connectées à des prises sur les résistances de plaque, comme il est indiqué sur la figure. Ces prises sont disposées de telle sorte que, si nous prenons comme référence de potentiel la valeur de la tension de plaque des sections bloquées, les plaques de déviation X_1 et Y_1 prennent le potentiel

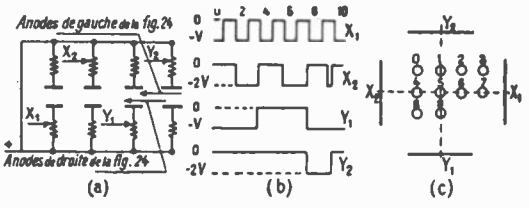

Fig. 16 - Indicateur à tube cathodique pour décade Potter

(— V), et les plaques X_2 et Y_2 le potentiel (— 2 V) lorsque les sections correspondantes sont conductrices. On voit donc qu'au cours du comptage, les plaques déviatrices prennent successivement les potentiels indiqués sur la figure 16 b. Il en résulte que le spot de l'oscillographe occupe successivement les positions indiquées sur la figure 16 c. chaque position correspondant à un chiffre compris entre 0 et 9. Pour amener cette figure à occuper le centre de l'écran du tube cathodique, il suffit d'intercaler un potentiomètre dans le circuit de la plaque X_1, de telle manière que sa tension soit abaissée de $V/2$. Les chiffres peuvent avantageusement être inscrit sur un papier calque collé sur l'écran du tube cathodique. La tache cathodique doit être légèrement défocalisée de façon à éclairer une surface suffisante de l'écran. Enfin, il y a tout intérêt à ne former cette tache que lors du fonctionnement du compteur.

Le lecteur pourra vérifier que cet indicateur est également utilisable en conjonction avec une décade de la Radio Corporation of America, si l'on accepte

(1) I.-E. Grosdoff ; Electronic counters. *R.C.A. Review*, septembre 1946, p. 438.

(1) Direct-reading indicator for electronic counters. *Electronic Engineering*, avril 1948.

que les différents chiffres se succèdent d'une manière irrégulière.

A Paris, la Société d'Electronique et d'Automatisme s'apprête à mettre sur le marché un compteur constitué par cinq décades analogues à la décade Potter. Toutefois, le compte de chaque décade est indiqué par dix voyants au néon, au moyen d'un réseau de résistances plus simple que celui des décades R. C. A.

3° *Décade binaire à commutation.* — Le principe de cette décade est représenté schématiquement sur la figure 17. On voit qu'elle est constituée par trois échelles de 2 et par un commutateur électronique constitué lui aussi par une bascule. Jusqu'à

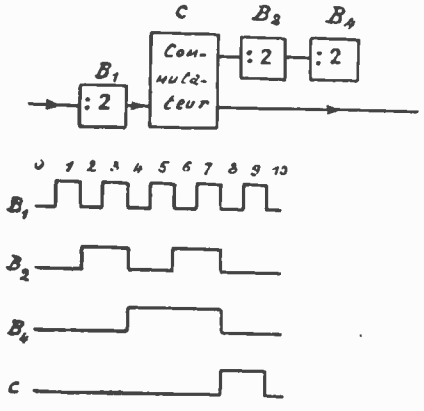

Fig. 17 - Décade à commutation

la huitième impulsion de comptage, le commutateur établit la liaison entre les bascules B_1 et B_2. Les trois bascules se comportent donc comme une échelle de huit. Cette liaison est rompue au moment de la 8e impulsion, par action de B_4 sur C, et rétablie au moment de la dixième impulsion, par action de B_1 sur C. Le système se retrouve alors dans son état initial.

VIII. — Bascule généralisée.

De même que le montage en bascule est caractérisé par l'existence de deux états stables, la bascule généralisée présente la propriété de posséder un certain nombre d'états stables qu'elle est susceptible d'occuper successivement sous l'effet de signaux extérieurs. Ce montage a été utilisé en particulier dans le compteur électronique Cinéma-Télévision, dont la cadence maximum est de 100 kHz et dont chaque décade est formée d'une bascule ordinaire et d'une échelle de base 5 formée d'une bascule généralisée douée de cinq états stables. Cette dernière, représentée sur la figure 18, se compose de cinq triodes interconnectées ; l'anode de chaque tube, chargée par une résistance R_0, est couplée aux grilles de tous les autres tubes par des résistances R_1, R_2. De plus, des condensateurs C relient l'anode de chaque tube à la grille du tube suivant.

En position d'attente, seul le tube I est conducteur ; son potentiel anodique est faible ; par suite, les tensions de grille des autres tubes sont faibles également ; il en résulte que ces tubes sont bloqués.

Les impulsions positives de comptage sont transmises à toutes les cathodes. Les deux premiers tubes I et II constituent à l'égard de la première impulsion une bascule dissymétrique, étant donné que le condensateur de couplage C n'existe qu'entre l'anode de I et la grille de II ; nous avons vu précédemment que le condensateur reliant l'anode de II à la grille de I avait un effet retardateur ; comme, dans le cas présent, ce condensateur n'existe pas, le fonctionnement de la bascule I-II ne peut être qu'amélioré ; par conséquent, lorsque au sommet de l'impulsion, les tubes I et II sont bloqués, C transmet à la grille de II une impulsion positive qui fait basculer le système : le tube II devient conducteur, et le tube 1 se bloque. En devenant conducteur, le tube II transmet à la grille du tube III une impulsion négative, qui n'a pas d'effet, car III est déjà bloqué. La deuxième impulsion bloque le tube II et rend le tube III conducteur, et ainsi de suite. La résistance R_k, qui joue un rôle important dans le bon fonctionnement de cette décade, est parcourue par le courant anodique du tube conducteur. La chute de tension qu'elle crée polarise suffisamment les autres tubes pour qu'il soit impossible que deux tubes soient conducteurs à la fois : la résistance R_k assure donc la stabilité du fonctionnement contre de petites variations de la valeur des éléments ou des tensions ; on peut de même remplacer un tube par un autre tube du même type sans pour cela être obligé de refaire la mise au point.

L'attaque des cathodes est effectuée par l'intermédiaire du tube L, dont la grille, normalement polarisée au delà du « cut-off », reçoit les impulsions positives de comptage. Par suite de l'accroissement

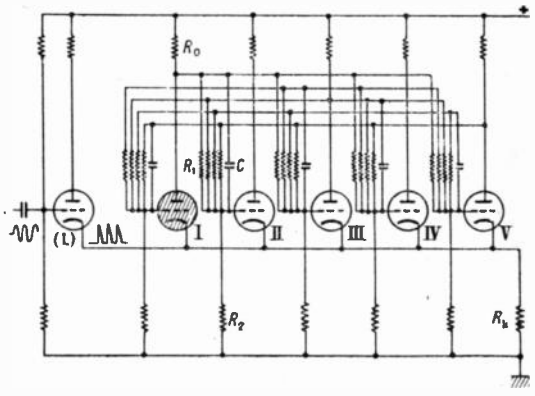

Fig. 18 - Bascule généralisée quintuple

de la chute de tension aux bornes de la résistance R_k, ces dernières entraînent l'application d'impulsions positives à la connexion commune de toutes les cathodes.

L'indicateur de cette décade (fig. 19) est constitué par un voltmètre. Ce dernier est connecté aux bornes d'un shunt à travers lequel sont alimentées les plaques des échelles de base 2 et de la base 6. Les plaques de la bascule généralisée sont branchées en des points équidistants de ce shunt. Les plaques de la bascule simple sont connectées à égale distance des trois prises centrales. L'aiguille du voltmètre est décalée de manière à se trouver au milieu de sa graduation lorsqu'aucun courant ne circule dans le shunt. Le circuit est réglé, au moyen d'une résistance de réglage non représentée sur la figure,

de sorte que l'aiguille occupe sa position d'extrême gauche lorsque les deux tubes 0 sont conducteurs. On voit que, au fur et à mesure que le système

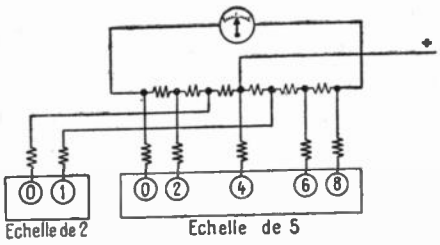

Fig. 19 - Indicateur de la décade Cintel à bascule généralisée

occupe ses dix états possibles, l'aiguille occupe dix positions équidistantes qu'il est possible de graduer directement de 0 à 9.

IX. — Bascule à pentodes à commande dissymétrique.

Nous ne parlerons pas des bascules à pentodes couplées entre les plaques et les grilles de commande, dont le fonctionnement ne diffère en rien des bascules à triodes étudiées précédemment. Par contre,

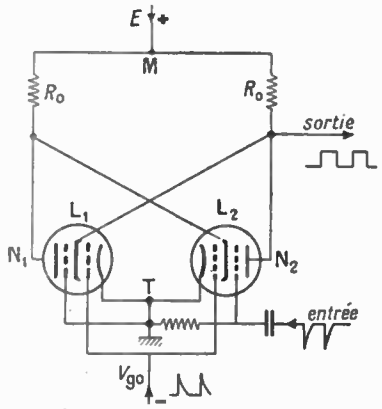

Fig. 20 *a* - Bascule à pentodes à commande dissymétrique.

la bascule à pentodes à couplage direct, due à W. Blair, mérite de retenir notre attention. Dans ce montage (fig. 20 a), la grille-écran de chaque tube est directement connectée à la plaque de l'autre tube. Les caractéristiques de cette bascule peuvent être tracées expérimentalement de la même manière que celles des bascules à triodes, au moyen du montage de la figure 20 b. Les caractéristiques qui nous serviront dans la suite sont reproduites sur les figures 21 a, b et c.

Un premier mode d'attaque dissymétrique de cette bascule consiste à appliquer des signaux alternativement positifs et négatifs à l'une des grilles de commande, l'autre grille de commande étant polarisée à une tension constante et les grilles suppresseuses étant à la masse. Ce fonctionnement n'est guère utilisé dans les compteurs électroniques, aussi ne nous y attarderons-nous pas : il présente cependant un grand intérêt en tant que générateur d'impulsions permettant de transformer une tension à variation d'allure sinusoïdale en impulsions alternativement positives et négatives. Son principal avantage réside dans le recouvrement qui existe entre les seuils de basculement à tension croissante et à tension décroissante, qui permet d'éviter dans

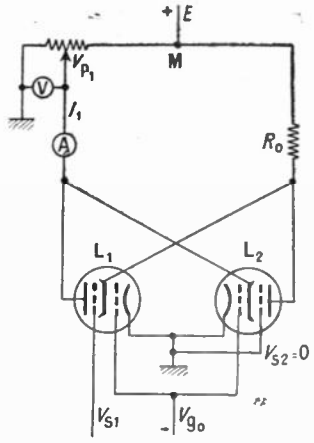

Fig. 21 *b* - Montage pour le relevé de la caractéristique

une large mesure les fonctionnements intempestifs dûs à des fluctuations accidentelles de la tension d'entrée.

Supposons maintenant que le tube L_1 soit conduc-

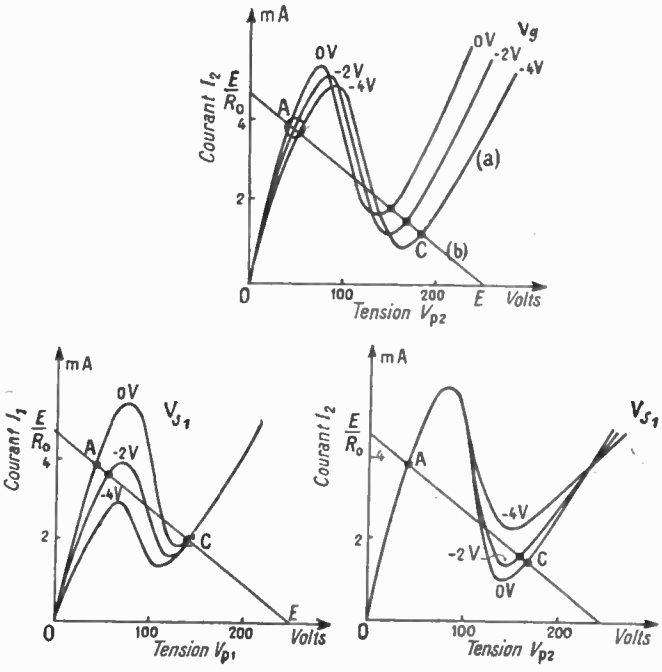

Fig. 21

Bascule de la fig. 20 : (a) Etat du tube de droite selon la polarisation commune ; (b) Etat du tube de gauche selon sa tension d'écran ; (c) Etat du tube de droite selon la tension d'écran du tube de gauche, ou inversement

teur et appliquons une impulsion négative à sa grille suppresseuse, les deux grilles de commande étant connectées à une source de polarisation commune. Considérons les courbes des figures 21 b et c, qui représentent l'état des tubes L_1 et L_2 pour diverses valeurs de la tension V_{s1} de la grille suppresseuse de L_1, prise comme paramètre. Nous voyons qu'en appliquant une impulsion négative à la grille suppresseuse de L_1, la caractéristique de L_1, qui coupait la droite de charge en deux points A et C

ne la coupe plus qu'en C et que celle de L_2, qui coupait également la droite de charge en deux points, ne la coupe plus maintenant qu'en A. Il en résulte qu'à la fin de l'impulsion, le tube L_1 se trouve bloqué et le tube L_2 conducteur. Le système a donc basculé.

Ce mode de fonctionnement est utilisé en particulier dans les compteurs en anneau de V. Regener (voir plus loin XI). Notons qu'il permet également de réaliser facilement un commutateur électronique à deux voies, les signaux d'entrée étant appliqués symétriquement aux grilles de commande, les signaux de sortie étant prélevés sur la plaque du tube bloqué et les impulsions de commutation étant appliquées alternativement aux grilles suppressieuses des deux tubes.

X. — Bascule à pentodes à commande symétrique (fig. 22).

Ici encore, les plaques et les grilles-écrans des deux tubes sont interconnectées par liaison directe. Les impulsions de commande positives, sont appliquées symétriquement aux grilles de commande. Pour expliquer le fonctionnement de ce système, reportons-nous aux courbes des figures 21 a, b et c.

Supposons qu'on applique aux grilles de commande, polarisées à — 4 *V*, une impulsion de + 4 *V*. La tension d'anode du tube L_1 supposé initialement conducteur, reste pratiquement invariable, tandis que celle du tube L_2, initialement bloqué, subit une diminution sensible (— 40 *V* environ).

L'anode de L_1 est couplée par capacité à la grille suppresseuse de L_2 ; l'anode de L_2 est de même couplée à la grille suppresseuse de L_1. Il résulte des variations des tensions anodiques que le potentiel de la grille suppresseuse de L_2 reste pratiquement nul et qu'au contraire celui de la grille suppresseuse de L_1 subit une impulsion négative de 40 *V*.

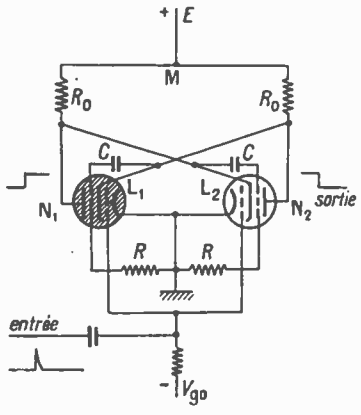

Fig. 22 - Bascule à pentodes à commande symétrique

La courbe 21 a, qui donne l'état du tube L_1, montre qu'alors ce tube passe de l'état A à l'état C, qui est le seul possible ; L_1 se bloque. La courbe 21 b, qui donne l'état du tube L_2, montre de même que ce tube passe de l'état C à l'état A ; L_2 devient donc conducteur.

On voit qu'ici l'effet de bascule est obtenu indirectement par réaction sur les grilles suppresseuses. La dissymétrie est obtenue automatiquement par la différence de sensibilité des tubes aux impulsions de comptage.

XI. — Décade en anneau à pentodes (Victor-H. Regener).

— Les considérations que nous avons développées à l'occasion des bascules à pentodes à attaque symétrique et dissymétrique peuvent être mises à profit pour constituer une décade selon le schéma de la figure 23. Une telle décade est constituée de dix tubes pentodes, couplés deux à deux entre tubes diamétralement opposés. Ce couplage est effectué simplement par connexion directe de la plaque d'un tube à l'écran de l'autre tube. Dans

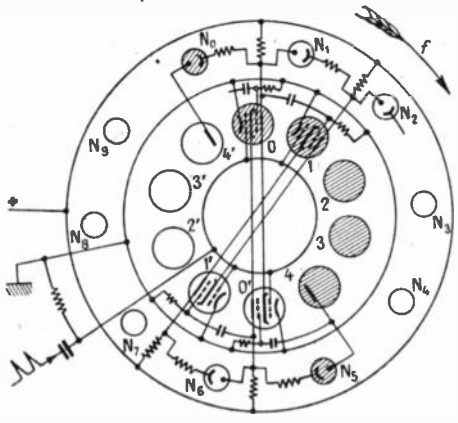

Fig. 23 - Décade à pentodes en anneau de Regener

une telle bascule (montage de Blair), un tube est bloqué quand l'autre est conducteur. Si l'on peut par exemple par une impulsion négative sur la grille suppresseuse du tube conducteur, bloquer ce tube, l'autre tube, qui était bloqué, devient conducteur et le système a basculé.

Dans le montage de la figure 23, on voit le compteur dans sa position d'attente, cinq tubes consécutifs étant conducteurs.

Les grilles de tous les tubes, connectées en parallèle, reçoivent les impulsions *positives* de comptage. Il en résulte que les potentiels anodiques de tous les tubes *non conducteurs* décroissent fortement ; chacune de ces anodes étant couplée à la grille suppresseuse du tube suivant (sens *f*), les grilles suppresseuses des tubes 1′, 2′, 3′, 4′ et 0 reçoivent, à la première impulsion de comptage, une impulsion négative.

Cette impulsion est sans effet sur les tubes 1′, 2′, 3′, 4′, qui sont déjà bloqués, mais bloque le tube 0, qui était conducteur. Systématiquement, le tube conjugué 0′ devient conducteur : la chaîne des tubes conducteurs a progressé d'un dixième de tour dans le sens *f*.

La deuxième impulsion la fera progresser à nouveau d'un dixième de tour dans le même sens, et ainsi de suite.

L'indication du compte est obtenue au moyen de tubes au néon *N*, montés entre deux anodes consécutives. Ainsi, N_0, au repos, est soumis à la tension existant entre l'anode d'un tube conducteur (0) et l'anode d'un tube bloqué (4′). Cette tension est

suffisante pour l'amorcer. Après la cinquième impulsion d'entrée, le tube (0) est bloqué et le tube (4') conducteur ; à ce moment, N_0 est à nouveau amorcé, mais la différence de potentiel est de signe contraire à celle qui l'illuminait au repos. Il s'ensuit que ce n'est pas la même électrode de N_0 qui est illuminée. Il suffit de masquer par un cache l'électrode de N_0 non illuminée au repos, et de munir les autres voyants de caches semblablement disposés.

Un autre mode d'indication, utilisant un tube cathodique, est montré en figure 24, sur laquelle ne sont représentées que les plaques des dix tubes de la décade en anneau. Les points milieu de cinq des résistances de couplage entre plaques sont connectés à l'une des plaques déviatrices du tube

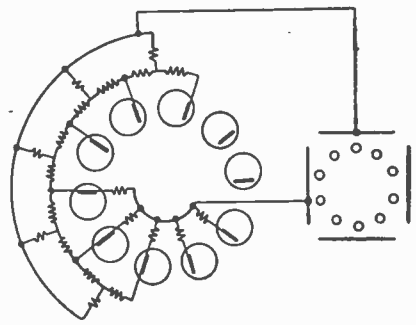

Fig. 24
Indicateur à tube cathodique pour d'écade en anneau de Regener

cathodique, par l'intermédiaire de résistances élevées. D'autres résistances élevées réunissent les plaques de cinq autres tubes consécutifs à l'autre plaque déviatrice du tube cathodique. Les deux groupes de résistances élevées de liaison sont décalés de 90° l'un par rapport à l'autre. Le lecteur pourra vérifier que, dans ces conditions, la tache cathodique occupe au fur et à mesure de la progression du comptage, dix positions situées approximativement sur un cercle. Un des avantages de ce mode d'indication est que tout défaut de fonctionnement de la décade à haute fréquence se traduit par des irrégularités de la trace du spot sur l'écran.

XII. — Décade MARCONI à intégrateurs à condensateurs. (1)

Cette décade utilise un principe de division de fréquence connu depuis longtemps. Son originalité réside dans la manière dont ce dispositif a été rendu à lecture directe. Son emploi est prévu en principe pour le compteur électronique d'un chronographe à compteur électronique, c'est-à-dire que les signaux de comptage sont équidistants pendant toute la durée du temps à mesurer. Elle peut cependant compter des évènements à caractère erratique, pourvu que l'intervalle de temps séparant deux évènements successifs reste compris entre deux limites extrêmes.

Supposons que les évènements à compter soient les oscillations émises par un oscillateur pendant la durée d'un temps à mesurer (figure 25). Ces oscillations sont appliquées à deux diviseurs de fréquence tie rapport 10. Chacun de ces diviseurs est essendellement constitué par un condensateur dont la charge croît d'une même quantité à chaque oscillation. A la dixième oscillation, la charge est annullée par court-circuitage au moyen d'une diode. La tension de sortie de chaque diviseur a donc la forme d'un escalier à dix marches. D'autre part, chacun des diviseurs peut être remis à zéro à un instant quelconque au moyen de signaux intitulés « marche » et « arrêt » sur la figure. Le diviseur supérieur contrôle le balayage horizontal d'un tube cathodique, dont le spot peut par suite occuper dix positions alignées et numérotées de 0 à 9. Le diviseur inférieur fournit aux plaques de déviation verticales un signal au moment de son retour au zéro toutes les dix oscillations. Au repos, les deux tensions en escalier sont en phase, et le trait vertical occupe donc la position zéro. Les signaux « marche » et « arrêt » délimitant le temps à mesurer ont respectivement pour effet de remettre à zéro le diviseur supérieur et le diviseur inférieur. Il en résulte un certain déphasage entre les deux tensions en escalier, déphasage mesuré par le numéro d'ordre du point au droit duquel apparaît le trait vertical sur l'écran

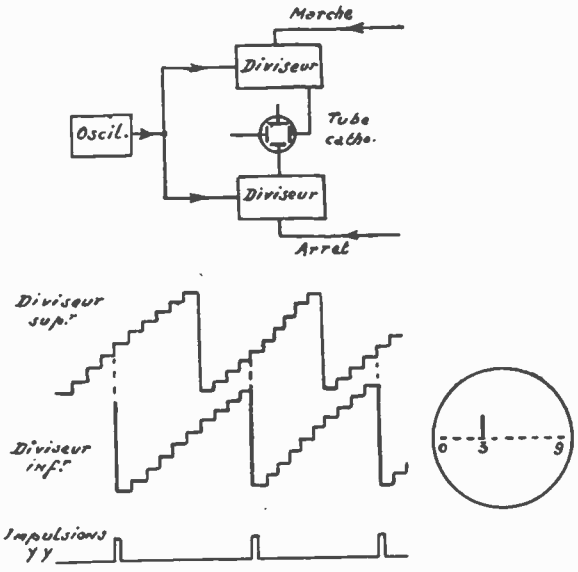

Fig. 25
Décade Marconi à condensateurs et indication sur tube cathodique par déphasage

du tube cathodique. Un compteur décimal peut être constitué par l'association d'un certain nombre de décades de ce type. Il est possible que ce dispositif, qui nécessite un assez grand nombre de tubes à vide, soit susceptible d'une cadence maxima supérieure à celle des échelles à bascules.

XIII. — Circuits auxiliaires.

En plus des circuits de comptage proprement dits, un compteur électronique doit comporter un certain nombre de circuits auxiliaires, sans lesquels son fonctionnement ne saurait donner satisfaction.

Tout d'abord, il convient généralement de convertir les évènements ou les objets à compter en

(1) Cf référence Pitman de la bibliographie.

impulsions électriques. La forme des impulsions de comptage est loin d'être indifférente. Si l'organe de transformation ne délivre pas des signaux de forme parfaitement reproductible, il est donc nécessaire d'interposer entre lui et le compteur un circuit de « mise en forme » des signaux de comptage. Un tel circuit pourra être constitué avantageusement par un montage en bascule tel que la bascule à pentodes à commande dissymétrique (cf. IX) ou la bascule de Schmidt (fig. 26). Ces deux montages présentent l'avantage de présenter une zone neutre importante entre les seuils de basculement à tension de commande croissante et décroissante. Ce recouvrement rend inoffensifs les signaux parasites qui sont susceptibles de venir se superposer au signal utile.

Il peut être désirable de n'effectuer le comptage que pendant un temps déterminé à l'avance. Dans ce cas, le compteur doit comporter un interrupteur électronique capable de ne communiquer les impulsions de comptage au compteur que pendant

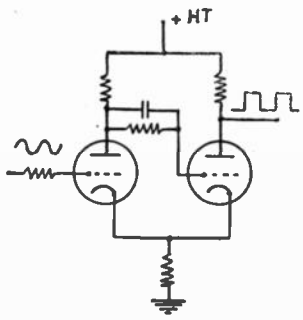

Fig. 26
Bascule de Schmidt

l'intervalle de temps désiré. Cet interrupteur se ferme à la réception du signal « marche » et s'ouvre à nouveau à la réception du signal « arrêt ». Sa constitution sera différente selon que ces signaux sont fournis par le même organe ou par deux organes distincts. Cette dernière solution est en principe préférable. L'interrupteur électronique peut être constitué par une association de bascules ou encore par un tube pentode contrôlé par deux thyratrons. Cette dernière solution, qui a été adoptée sur le compteur R.C. A., nous sera décrite par Monsieur Peuteman à propos du chronographe L. C. A. Ici, encore, les signaux « marche » et « arrêt » seront généralement appliqués à des circuits de mise en forme avant d'être envoyés à l'interrupteur électronique.

XIV. — Applications des compteurs électroniques.

Il n'est pas inutile, avant de terminer cet exposé, de passer rapidement en revue les principales applications des compteurs électroniques. Cette brève énumération n'a pas la prétention d'être complète ; elle se propose simplement de donner une idée de la grande variété des applications possibles du comptage ultra-rapide dans toutes les branches de la science et de la technique.

A. **Chronométrie.** — Nous avons déjà indiqué dans notre introduction le principe de l'emploi des compteurs électroniques en chronométrie. Une installation complète de chronométrie comprendra, outre le compteur électronique proprement dit et son dispositif indicateur :

1° Un oscillateur à quartz délivrant une tension dont la fréquence soit au moins égale à l'inverse de l'erreur absolue tolérée au début et à la fin du temps à mesurer.

2° Un générateur d'impulsions transformant en impulsions les ondes fournies par l'oscillateur. Cet organe peut, par exemple, être avantageusement constitué par une bascule à pentodes à couplage direct, comme nous l'avons déjà indiqué.

3° Un interrupteur électronique réalisant la liaison entre le générateur d'impulsions et le compteur pendant la durée à mesurer.

4° Les organes de commande de l'interrupteur, la nature de ces organes dépendant du phénomène dont on veut mesurer la durée. Par exemple, pour la mesure de la vitesse initiale d'un projectile, on définira une certaine longueur de sa trajectoire au moyen de deux détecteurs, photoélectriques par exemple, qui engendreront les signaux d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur électronique. Ce mode d'emploi des compteurs électroniques a pris naissance, au cours de la guerre de 1939-1945, dans les deux camps adverses.

B. **Synchronisation.** — C'est le problème inverse du précédent. Il s'agit ici de « fabriquer » un temps fixé à l'avance, c'est-à-dire d'engendrer un signal secondaire présentant un retard donné par rapport à un signal primaire. On utilise alors un compteur préréglé, sur lequel on inscrit, à l'aide d'un tableau de contacteurs, le complément, par rapport à la capacité du compteur, du nombre d'impulsions du générateur d'impulsions correspondant au temps à engendrer. Le signal primaire ferme l'interrupteur électronique, et le compteur engendre le signal secondaire lorsqu'il a atteint sa pleine capacité. (*)

C. **Comptage industriel et triage automatique.** — Les compteurs électroniques peuvent être avantageusement utilisés, en conjonction avec un détecteur photoélectrique, pour le comptage rapide d'objets de petites dimensions se succédant à une cadence rapide, tels que des pilules pharmaceutiques, les plumes, les rondelles, etc.. qui, à l'heure actuelle, sont souvent pesés. Les deux opérations de chronométrie et de synchronisation trouvent ici leurs parallèles dans les opérations de comptage et de triage. On peut utiliser un compteur préréglé qui actionne l'aiguillage orientant alternativement le même nombre d'objets dans deux voies différentes, par exemple pour éviter toute perte de temps dans l'empaquetage. Ce genre d'application semble se répandre rapidement aux Etats-Unis d'Amérique, en raison du grand nombre de compteurs électroniques relativement peu onéreux répandus sur le marché.

(*) On constitue un fréquencemètre en associant un compteur d'impulsions et un compteur préréglé.

D. **Comptage de particules.** — C'est là sans doute une des toutes premières applications des compteurs électroniques. Associés à un tube de Geiger, ils fournissent le moyen de compter, pendant un temps fixé avec précision, des particules se succédant à cadence élevée. Les compteurs utilisés, étant destinés à être placés entre les mains des techniciens de laboratoire, sont souvent du type binaire.

E. **Calcul rapide.** — Nous avons déjà signalé dans l'introduction que l'emploi du comptage électronique avait permis la construction de machines à calculer arithmétiques dont la rapidité de fonctionnement confond l'imagination et ouvre des perspectives nouvelles aux « mathématiques expérimentales ». Ces machines comprennent en particulier des « accumulateurs », qui sont capables d'emmagasiner des nombres de dix chiffres, d'y ajouter ou d'y retrancher les nombres qui leur sont communiqués et de fournir le résultat, sous la forme d'impulsions électriques, lorsqu'il leur est demandé. Les accumulateurs de l'Eniac sont essentiellement formés de décades, mais certaines des machines actuellement en construction effectuent tous leurs calculs en base 2, bien que les données et les résultats soient exprimés dans le système décimal.

F. **Division de fréquence.** — Nous avons remarqué qu'une échelle de base N effectuait en fait la division par N du nombre de signaux qui lui étaient appliqués. L'emploi des compteurs électroniques comme diviseurs de fréquence est donc immédiat : ceux-ci présentent sur les autres dispositifs diviseurs de fréquence, tels que les multivibrateurs, l'avantage de pouvoir fonctionner à une fréquence quelconque comprise entre quelques hertz et leur cadence maximum.

G. **Métrologie dimensionnelle.** — On sait que la mesure interférentielle des grandes longueurs s'est heurtée jusqu'à maintenant à l'impossibilité de compter les franges défilant dans le champ de l'interféromètre. Ce problème pourra sans aucun doute être bientôt résolu grâce au compteur électronique associé au détecteur photoélectrique.

H. **Emploi dans les servo-mécanismes.** — Ceci va nous ramener aux considérations sur le continu et le discontinu que nous avons développées dans l'introduction. Les premiers dispositifs d'asservissement fonctionnaient par tout ou rien. Les servomécanismes à commande continue ont fait ensuite les progrès que l'on sait au cours de la guerre de 1939-1945, grâce aux travaux des spécialistes des télécommunications, qui leur ont appliqué la technique magistrale des amplificateurs à contre-réaction. Mais certains indices conduisent déjà à penser que nous assisterons bientôt, pour la résolution de problèmes de haute précision, à un retour vers le discontinu, les variations des grandeurs d'entrée et de sortie mécaniques ou électriques du système asservi se traduisant sous la forme d'impulsions électriques dont l'organe détecteur d'écart effectuera la différence, dans le but de la rendre nulle.

BIBLIOGRAPHIE

P. NASLIN et A. PEUTEMAN. — « Les compteurs électroniques d'impulsions ». *Revue Générale de l'Electricité.* Octobre 1948.

POTTER. — A four-tube counter decade. *Electronics.* juin 1944.

GROSDOFF. — Electronic counters. *R. C. A. Rewiev,* septembre 1946.

V. REGENER. — Design and use of directly coupled trigger pairs. *Review of scientific Instruments,* mai 1946.

V. REGENER. — Decade counting circuit. *Review of scientific Instruments,* mai 1946.

V. REGENER. — Reversible decade counting circuit. *Review of scientific Instruments.* octobre 1946.

Electronic decimal counter chronometer. *Electronic Engineering.* Janvier et février 1947.

A. BERTHELOT. — Quelques réalisations d'appareils pour la numération des particules par la méthode Geiger-Muller. *Le Journal de Physique et le Radium.* Juillet 1946. t. VII (8e série). p. 185-192.

SHEA. — Electronic true decade counter. *Electronic Industries.* Septembre 1946.

LOWDE. — « A new scale-of-ten recorder ». *Journal of Scientific Instruments.* Décembre 47.

HIGGINBOTHAM, GALLAGER et SANDS. — Model 200 pulse counter. *Review of scientific Instruments.* Octobre 1947.

SEREN. — Decade ring scaling circuit. *Review of scientific Instruments.* Septembre 1947.

BAKER. — Direct reading indicator for electronic counters. *Electronic Engineering.* avril 1948.

WILD. — Predetermined counters. *Electronics.* Mars 1947.

KENT. — The use of counter circuits in frequency dividers. *Journal of the acoustical Society of America.* Janvier 1943.

LANGBERG. — Hexade scaling circuit. *Review of scientific Instruments,* octobre 1947.

SHARPLESS. — High-speed N-scale counters. *Electronics,.* Mars 1948.

WILKES. — The Eniac. *Electronic Engineering.* Avril 1947.

PITMAN. — « A cathode-ray tube chronoscope ». *Electronic Engineering.* Décembre 48.

LE CABLE D'ATTERRISSAGE
ET SES APPLICATIONS MODERNES POSSIBLES

PAR

S. OSTROVIDOW

Ingénieur Civil du Génie Maritime

L'auteur rappelle les études et les expériences, faites en France dans la période entre les deux guerres mondiales, sur le câble-guide et d'atterrissage.

Après avoir constaté la déficience des procédés modernes d'atterrissage sans visibilité en ce qui concerne la manœuvre finale de prise de contact avec le sol, il indique les avantages présentés par le câble d'atterrissage à ce point de vue.

Il discute ensuite les possibilités qu'il offre dans le cas de la prise de contact entièrement automatique avec la piste d'un aérodrome, question à l'ordre du jour et d'une importance capitale.

INTRODUCTION

11. — Etat actuel du P. S. V. et de l'A. S. V.

Le 20 septembre 1947 un C 54 D de l'armée de l'air américaine, parti de Clinton Army Airfield atterrissait sur le terrain de Stephenville en Terre-Neuve, d'ou il repartait le lendemain 21 septembre pour se poser sur l'aérodrome de Brize Norton (à 60 km à l'ouest de Londres). Cette performance, assez banale à l'époque que nous vivons, à revêtu un caractère sensationnel du fait d'avoir été achevée sans l'intervention de l'homme pendant son exécution. La part de celui-ci s'est limitée à présélectionner les positions d'un certain nombre (assez considérable) de boutons de commande sur le poste central d'un pilote automatique.

Pour se faire une idée nette de l'exploit nous allons examiner succinctement la suite des opérations lors d'un voyage de ce genre :

1) Amenée de l'avion par roulage au sol sur la piste de départ, son orientation dans l'axe de celle-ci, blocage des freins et arrêt éventuel des moteurs.

2) Départ : lancement des moteurs, leur essai au point fixe, déblocage des freins, accélération en roulant le long de la piste, l'avion quitte le sol en direction de la piste.

3) Montée progressive en position normale de vol, le train d'atterrissage est rentré à 17 m.

4) Montée à 330 m., à cette hauteur l'avion s'oriente dans :

5) le premier cap de son itinéraire et monte à 3.000 m., hauteur qu'il conservera au cours de son voyage.

6) Changement de cap.

7) Idem.

8) Idem.

9) Descente en large spirale au-dessus d'un émetteur déterminé.

10) Orientation dans l'axe d'atterrissage du point de destination.

11) L'avion suit la courbe d'atterrissage du dispositif d'A. S. V. (le glide-path de l'I. L. S.)

12) L'avion touche le sol, ce qui libère les commandes du contrôle du pilote automatique. Le pilote humain intervient pour exécuter les manœuvres nécessaires pour fixer l'avion au sol dans de bonnes conditions.

Toutes ces opérations, sauf la première et la dernière ont été exécutées automatiquement sous l'action combinée de divers appareils de mesure par l'intermédiaire de dispositifs électroniques.

Ces divers appareils de mesure et de maintien sont : l'altimètre barométrique, l'altimètre électronique, le compteur kilométrique, le compas magnétique, le radio-compas, le spidomètre à tubes de Pitot et, bien entendu, le gyroscope. Tout ceci représente une véritable usine alimentée par un groupe électrogène spécial à bord. A divers moments, pour effectuer des opérations déterminées à l'avance, doit se manifester l'intervention d'un appareil de mesure ou l'action combinée de plusieurs appareils.

Nous avons pris comme exemple un voyage complet au pilote automatique, parce-qu'en cas de mauvaise visibilité totale, un pilote en chair et en os n'aurait, lui aussi, d'autre ressource que les renseignements fournis par les appareils de mesure à bord.

S'il est normal d'admettre, que l'opération 1) ci-dessus soit exécutée par l'homme, il est vraiment fâcheux, que son intervention se trouve indispensable pour l'opération finale.

12. Prise de contact avec le sol

Il semblerait, à priori, qu'ayant résolu à souhait tous les problèmes compliqués de la navigation, le génie technique des E. U. A. aurait du, sans difficulté, résoudre également, la question, en principe si simple, de la prise de contact avec le sol.

Nous allons examiner les causes de cet insuccès partiel. Quel est le processus normal d'un atterrissage ? Supposons un avion s'apprêtant à se poser sur un terrain. Il est orienté dans l'axe de la piste à une certaine hauteur. Quand le pilote voit le terrain sous l'angle de site approprié, il réduit son moteur et fait basculer son avion de manière à suivre une trajectoire rectiligne, pointant vers le début de la piste et inclinée sur l'horizontale sous un angle dépendant des caractéristiques de l'avion donné. Arrivé à quelques mètres du sol, le pilote exécute un arrondi pour amener progressivement sa trajectoire à être parallèle au sol. L'avion, perdant petit à petit sa vitesse, il ne peut obtenir ce résultat qu'en le cabrant progressivement. Finalement l'avion s'enfonce et touche le sol en position de montée, après avoir exécuté un palier horizontal.

La question se pose : est-ce que les procédés de radio actuels, définissant la courbe de descente d'A. S. V., sont susceptibles de fournir les indications nécessaires au pilote pour exécuter la trajectoire ci-dessus mentionnée en absence de visibilité.

Tous les systèmes, tendant à déterminer une courbe de descente, utilisent obligatoirement les ondes courtes et ultra-courtes pour les raisons de directivité.

On peut les cataloguer en quatre classes de base :

a) Les procédés faisant appel à la mesure de la valeur absolue du champ dans l'axe d'atterrissage, comme le faisait le premier en date, le radio-phare d'atterrissage Lorentz. Cette manière d'agir était vouée à l'insuccès pour diverses raisons : instabilité du rendement tant à l'émission, qu'à la réception, changement de l'état superficiel du sol en fonction du temps etc.

b) Les procédés définissant la courbe de descente au moyen de l'intersection de deux diagrammes d'émission provenant de deux émetteurs convenablement disposés au voisinage du terrain.

c) Les procédés demandant au pilote de suivre la ligne équichamp d'un faisceau de rayonnement plus ou moins étroit envoyé sous un angle approprié dans la direction d'où vient l'avion. Pour maintenir la réception constante, le pilote doit d'autant plus s'écarter de l'axe du faisceau qu'il est près de l'émetteur, ce qui le plaque vers le sol.

d) Les procédés matérialisant la ligne de descente d'une manière analogue à celle utilisée pour l'alignement directionnel. Ils dessinent, en somme, un alignement d'équerre avec ce dernier et incliné sur l'horizontale. Aucun de ces procédés ne permet de réaliser une véritable trajectoire normale d'atterrissage.

Deux genres de défauts sont inhérents à des degrés variables à chacun d'entre eux. Ce sont :

— Un angle de descente variable le long de la première partie de la trajectoire ;

— Absence d'arrondi et de palier au ras du sol dans la deuxième partie.

Les procédés examinés en *b*) sont sujets au premier défaut. Ceux de *c*) aux deux à la fois. Ceux de *d*) au deuxième.

M. Penin a soumis les procédés *b*) et *c*) à une analyse très poussée (Rapport du Centre d'Etudes en vol de Marignane N 14 SE/Tr du 26 octobre 1943), où il a prouvé que toutes les courbes, qu'il est possible d'obtenir de cette manière sont nécessairement plus incurvées qu'un cercle tangent au sol au point d'atterrissage et passant par le point, où le pilote doit amorcer sa descente.

Or, déjà un cercle de ce genre s'écarte prodigieusement d'une trajectoire normale de descente. Il est beaucoup trop incliné au début et beaucoup trop plat vers la fin. Le procédé *d*) permet bien de dessiner la droite de descente, mais il ne peut que faire percuter l'avion dans le sol sous l'angle de site de la droite de descente. Ceci a normalement lieu avec le procédé d'A. S. V. automatique américain. Le dernier appareil de détection de l'ensemble, entrant en fonctionnement, est un dispositif mécanique solidaire des roues et avertissant le pilote humain, que celles-ci vont toucher le sol.

Or qu'est-ce que cela veut dire pour un avion de percuter dans la piste sous un angle de 2°5 ? La vitesse d'un avion moderne à l'atterrissage est de l'ordre de 200 km/h. La composante verticale de cette vitesse est donc de l'ordre de 2,4 m/sc. Ceci équivaut à peu près à sauter dans la rue de la fenêtre d'un premier étage. Un homme normalement robuste peut le faire, avec le risque d'une foulure dans le cas d'un faux mouvement. Le chassis d'un avion moderne peut supporter le choc, mais ne peut l'amortir sans oscillations. Il y aura donc des rebondissements, pouvant se combiner avec un changement d'orientation et une perte de vitesse. Inutile d'insister sur le risque que cela présente. Tout ce qu'on peut dire c'est que le stade final de l'A. S. V. se passe dans des conditions anormales. Il existe cependant un moyen de le rendre normal.

Il consisterait à substituer aux moyens actuels utilisés pour exécuter les postes 10-11-12 de la suite des opérations, examinées au début, le câble d'atterrissage. C'est à son étude succincte que nous allons passer maintenant.

13. — Historique succinct du câble-guide.

Les premières expériences sur les cables parcourus par des courants à fréquences musicales eurent lieu tant en Allemagne qu'en France (par M. Loth) dans la deuxième moitié de la guerre 1914-1918. Elles avaient pour but le guidage des bateaux et des avions, mais non l'atterrissage de ces derniers. Malgré quelques résultats encourageants, les applications au guidage ne se développaient point. La cause en était, d'une part, le prix élevé des installations et, d'autre part, certains phénomènes perturbateurs, accompagnant le guidage sur câble, et dont il semblait impossible de se débarrasser. Notamment, parallèlement au câble-guide, à une certaine distance de lui de part et d'autre, se manifestait la présence de deux faux-câbles, plus exacte-

ment de deux surfaces de changement de signalisation. Le long de ces faux-câbles la signalisation était inverse de celle le long du câble-guide lui-même. Or, rien ne permettant, à priori, de distinguer les signaux faux, des signaux vrais, tout le procédé de guidage devenait sujet à caution.

L'étude et l'analyse du phénomène furent reprises en 1934, quand naquit l'idée d'utiliser le câble guide, comme moyen d'A. S. V. Il était manifeste que l'utilisation du procédé n'était possible, qu'à la condition expresse de fournir au navigateur des indications sans ambiguité concernant sa position dans l'espace.

La théorie du champ électro-magnétique d'un câble, parcouru par un courant de fréquence musicale en présence du sol, fut publiée par M. Bourgonnier dans le N° du 10 novembre 1934 de la *R. G. E.*

L'étude du champ et les applications à l'aéronautique ont fait l'objet des articles de M. Fromy parus dans les N° du 22 et du 29 février 1936. A la même époque fut réalisé le premier câble d'atterrissage au Bourget. Il serait plus exact de dire, que fut adapté dans ce but l'ancien câble-guide. Or ce dernier comportait un coude sur son trajet, introduit exprès dans des buts expérimentaux. Ce coude présentait une gène inutile dans le cas du câble d'atterrissage. Les essais sur ce dernier suivaient un programme bien déterminé, qui fut malheureusement arrêté par la guerre et leur reprise rendue impossible du fait de la destruction de toute l'installation. C'est à l'exposé succinct de la théorie et de la technique du câble d'atterrissage que nous allons consacrer le chapitre suivant.

II. — THÉORIE ET TECHNIQUE DU CABLE D'ATTERRISSAGE

21. — Le Champ d'un câble en présence du sol.

Les premiers expérimentateurs sur les câbles parcourus par un courant b. f. supposaient le champ circulaire centré sur le câble. Aussi furent-ils désarmés et sans ressource devant le phénomène des faux-câbles.

L'analyse précitée révéla la véritable nature du champ d'un câble élongé en présence du sol, alimenté dans un endroit quelconque et mis à la terre à ses deux extrémités.

Le champ total à chaque endroit de l'espace environnant est une somme complexe de champs provenant :

— Du courant b. f. parcourant le câble lui-même.

— De tous les filets de courant de retour se frayant un passage entre les deux prises de terre terminales

— Des courants induits dans le sol par l'ensemble des deux premiers courants.

Or, si le siège du premier de ces courants est bien défini, il n'est pas de même pour les deuxièmes. Les filets élémentaires du courant de retour sont soumis à deux conditions contradictoires : ils tendent à emprunter le trajet le plus court entre les deux prises de terre et se repoussent mutuellement. La section du sol intéressée est illimitée. Le phénomène est voilé par des différences locales de conductibilité. (Cette propriété est utilisée dans les procédés de prospection). L'analyse générale ne peut tenir compte de ces différences locales, elle admet un sol homogène. Son idée de base fut de supposer le courant de retour concentré dans un câble imaginaire courant parallèlement au câble réel et portant dans chacune de ses sections en regard un courant

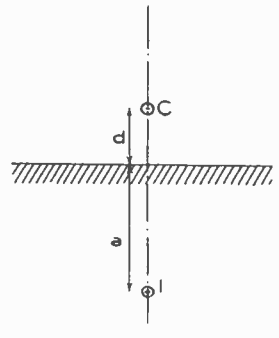

Fig. 1

égal et de signe inverse à celui de la section du câble réel correspondante. Nous obtenons ainsi le schéma de principe de la fig. 1. Le câble C est élongé à une hauteur d au-dessus du sol (sur des poteaux p. e.).

Le câble image I, porteur du courant inverse à celui du câble C se trouve situé à l'aplomb de celui-ci et à la distance imaginaire :

$$a = \left(\frac{1}{2\pi\sqrt{\sigma\mu f}} + d\right) - \frac{j}{2\pi\sqrt{\sigma\mu f}} = (b + d) - jb$$

avec : $j = \sqrt{-1}$, μ — perméabilité du sol, σ — sa conductibilité, f — fréquence du courant.

L'interprétation physique de la formule pour le calcul du champ dans un point P est donnée dans la fig. 2. On a deux câbles-images de retour I_1 et I_2

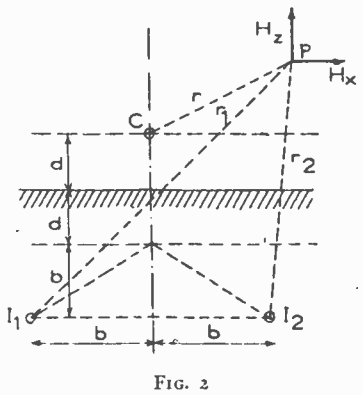

Fig. 2

porteur chacun de la moitié du courant de retour et situés en dessous du câble réel à une distance $b + 2d$, à une distance b de part et d'autre de la verticale.

Comme nous le verrons plus en détail ultérieurement, les collecteurs de champ à la réception sont des cadres, qu'il est commode de repérer comme

vertical et horizontal, qui récoltent les composantes horizontale et verticale du champ respectivement.

Or le champ agissant en chaque point de l'espace est un champ tournant, dont les composantes H_x et H_z ne sont pas en phase.

En appelant r la distance du point P au câble C, nous pouvons définir le champ élliptique tournant au point P par sa composante tangentielle H perpendiculaire à r et sa composante radiale h, lesquelles sont liées par la relation :

$$h = jkH$$

avec $|K| < 1$.

Le facteur K est positif d'un côté du câble, s'annule à l'aplomb de ce dernier et devient négatif de l'autre côté du câble.

Le coefficient K dépend des coordonnées du point P, de la nature du sol et de la fréquence.

Si nous traçons la courbe $H = C_{te}$, nous obtenons une courbe ayant l'allure de celle représentée sur la fig. 3 pour la partie de l'espace située au dessus

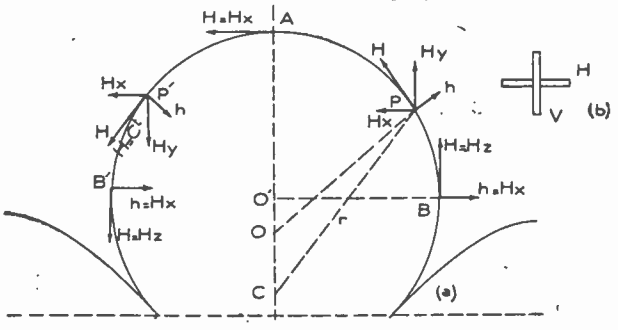

FIG. 3

du câble, qui seule nous intéresse. C'est la courbe enveloppe de cercles centrés sur la verticale du câble. Les rayons de ces cercles augmentent en valeur et leurs centres remontent progressivement vers le haut au fur et à mesure que l'on s'éloigne du câble. Le collecteur d'onde à la réception est constitué par deux cadres un vertical l'autre horizontal (v. *b* de la fig. 3) branchés en série et attaquant la grille d'entrée du récepteur. En commutant au rythme de points/traits ou de toute autre combinaison de signaux complémentaires les connexions d'un des cadres nous pouvons distinguer le côté par rapport au câble du point P, où se trouve notre récepteur.

Il s'agit de former chaque fois sur la grille d'entrée du récepteur et de comparer par manipulation les deux tensions :

$$U_p = V_h + V_v$$

$$U_t = V_h - V_v$$

La distinction des côtés est possible si nous vérifions que $U_p \geqslant U_t$ d'un côté, et que l'inverse à lieu pour l'autre côté.

Comparons les deux points P et P'.

Le cadre vertical (V) siège des tensions induites par les composantes horizontales des champs est attaqué de droite à gauche dans les deux cas.

Le cadre horizontal (H), siège des tensions induites par les composantes verticales des champs, par contre, est attaqué de bas en haut en P et de haut en bas en P'.

Admettons comme sens positifs : de droite à gauche et de bas en haut.

Formons les tensions totales correspondantes :

En P : $U_p = V_h + V_v$

$U_t = -V_h + V_v$

La commutation des connexions a lieu sur le cadre horizontal.

$$U_p \geqslant U_t$$

Les points se détachent sur un bruit de fond, formé par les traits plus faibles.

En P' : $U_p = V_h - V_v$

$U_t = -V_h - V_v$

Donc : $|U_t| < |U_p|$

Voyons maintenant ce qui se passe en A.

Nous avons vu qu'à l'aplomb du câble :

$$H_z = h = jKH = 0$$

d'où : $U_p = V_h + 0$

$U_t = V_h - 0$

On obtient l'égalité des tensions pour les deux positions du commutateur, donc absence de manipulation et réception d'un trait continu.

22. — Les faux-câbles.

Malheureusement l'endroit A à l'aplomb du câble n'est pas seul à jouir de la propriété de présenter la réception d'un trait continu provenant d'une égalité des tensions pour les deux positions du commutateur. L'égalité de réception pour les points et pour les traits aura lieu partout où H et h coïncident avec H_x et H_z, et où par conséquent :

$$\frac{H_x}{H_z} = \frac{h}{H} = K$$

Ce sont notamment les points B et B', où se trouvent les faux-câbles. La présence de ces points, où la tangente à la courbe enveloppe est verticale se traduit par la réception d'un trait continu avec inversion de signaux au passage, tout comme au passage du câble réel.

La présence de ces faux-câbles fut longtemps une gêne considérable pour le développement du procédé.

23. — **Suppression des faux-câbles.**

Les tensions H et *h* sont en quadrature et de ce fait, leur somme et leur différence aux points B et B' ne peuvent pas être discernées. Cette égalité n'existerait pas si on pouvait s'arranger pour que les deux

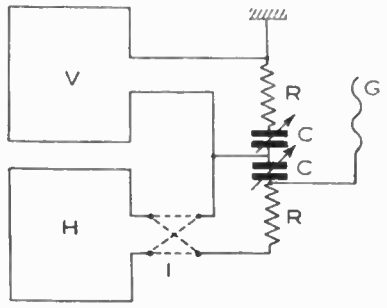

Fig. 4.

tensions s'ajoutent en phase pour une position du commutateur et en contre-phase pour l'autre position. La fig. 4 indique un moyen pour obtenir ce résultat. Les cadres sont accordés au moyen des condensateurs d'accord C à travers des résistances R qui satisfont à la condition :

$$R = \frac{1}{C\Omega}$$

En prélevant les tensions à additionner : une aux bornes du condensateur et l'autre aux bornes de la résistance nous les déphasons mutuellement de $\frac{\pi}{2}$. Puisqu'elles étaient en quadrature, elles se présentent donc maintenant soit en phase soit en opposition de phase, suivant la position de l'inverseur I.

Par cet artifice, l'égalité à la manipulation aux endroits des faux-câbles est supprimée, et avec elle toute ambiguité possible, vu qu'il ne reste qu'un seul endroit avec réception d'un trait continu, à l'aplomb du câble lui-même. Le câble parcouru par un courant à fréquence musicale peut donc servir de câble guide. Il devient cependant beaucoup plus intéressant dans ses applications possibles à l'aéronautique sous la forme de câble d'atterrissage.

24. — **Le câble d'atterrissage.**

Supposons un câble rectiligne élongé à une certaine hauteur au-dessus du sol et parcouru par un courant de fréquence musicale. Supposons qu'un avion muni d'un récepteur approprié le suive à une hauteur déterminée. Admettons qu'à partir d'un certain point le courant dans le câble diminue progressivement. Si l'avion continue à se maintenir à son hauteur initiale, la puissance à la sortie du récepteur va diminuer. Si maintenant nous exigeons du pilote que la puissance à la sortie du récepteur reste constante avec interdiction de retoucher l'amplification, il peut nous donner satisfaction en se rapprochant du câble.

Il nous est évidemment impossible de réaliser une diminution progressive du courant dans le câble. Nous pouvons, cependant, obtenir un résultat suffisamment approché pour les besoins de la cause en diminuant le courant par paliers successifs, moyennant des fuites consécutives du courant à la terre.

La valeur de ces fuites et leur espacement doivent être tels, que l'inertie des sens humains et des appareils de mesure aidant, le pilote ait une sensation de continuité. Nous reviendrons plus tard sur cette question.

La fig. 5 donne le schéma de l'installation. Le câble aboutit à gauche au centre du terrain. Il est souterrain sur l'aérodrome et sur ses abords immédiats, et devient aérien sur poteaux ensuite.

Il est alimenté en b. f. en dehors du tronçon comportant les résistances de fuite par un alternateur, ou par un générateur à lampes par l'intermédiaire d'un transformateur approprié et l'ensemble est accordé par des condensateurs en série.

L'extrémité du câble opposée à l'aérodrome est directement mise à la terre.

Nous avons constaté précédemment la possibilité d'un guidage en direction le long d'un câble-guide. Nous venons d'établir maintenant la même possibilité en ce qui concerne la hauteur au-dessus du sol.

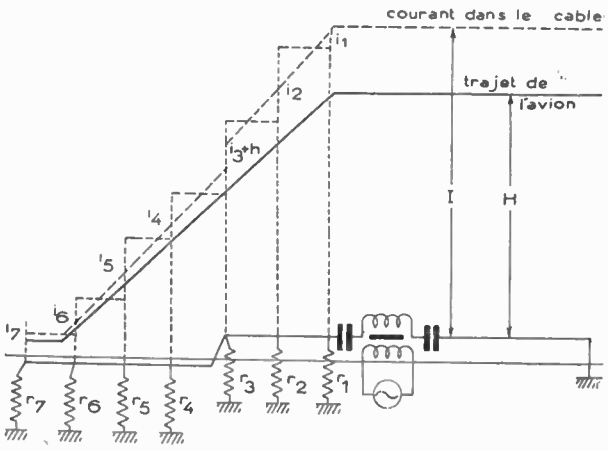

Fig. 5

Voyons maintenant si la courbe de hauteur tracée au moyen du câble d'atterrissage présente des avantages sur celles tracées au moyen des divers dispositifs dont il a été question au § 12.

25. — **Tracé de la courbe d'atterrissage.**

En considérant la fig. 5 on constate aisément qu'il est possible de tracer n'importe quel trajet de courbe de descente sous la seule condition, qu'elle ne nécessite par une augmentation de courant dans le câble, ce qui serait d'ailleurs incompatible avec une descente de l'avion. Ce cas pourrait théoriquement se présenter dans la supposition que les abords du terrain soient très accidentés, ce qui normalement n'a pas lieu.

Ce cas mis à part, il n'y a aucune difficulté de tracer la droite de descente la mieux adaptée au type d'avion, devant normalement utiliser ce procédé d'A. S. V.

L'angle de descente optimum varie suivant le type d'avion entre 4° et 7°.

La courbe d'atterrissage de l'I. L. S. a été fixée à 2°5 à cause de l'impossibilité de donner l'arrondi et le palier final au ras du sol. C'est l'angle limite sous lequel il est possible de percuter dans la piste sans risque d'accident grave.

Un avion moderne atterit à 180-200 km/h. La pratique a confirmé, qu'il n'était pas utile de resserrer les résistances de fuite plus près que 125 m. l'une de l'autre, même pour des avions plus lents. La longueur du tronçon du câble comportant les résistances de fuite est fonction, d'une part, de la hauteur à laquelle l'avion suit le câble, et, d'autre part, de la pente de sa droite de descente.

Supposons qu'il ait été décidé d'adopter pour ces valeurs 200 m. et 4° respectivement, et que le câble ait été réglé en conséquence. Ce fait n'exclue nullement la possibilité pour un avion, dont les caractéristiques exigent une pente de 7° d'effectuer une descente correcte sur le même câble.

En effet, la verticale où la descente doit être amorcée est fixe, c'est la verticale de la première résistance de fuite. Le point de prise de contact avec la piste est également fixe, c'est l'endroit de la dernière résistance de fuite.

Il suffit donc que l'avion suive le câble à une hauteur :

$$h = 200 \frac{\text{Tg } 7^\circ}{\text{Tg } 4^\circ} \text{ mètres}$$

Ceci déplacera le repère fixe en regard duquel doit être maintenu l'aiguille de l'ampèremètre de sortie, ou nécessitera une sensibilité plus grande du récepteur.

Inversement, si on voulait descendre avec une pente plus douce, il faudrait suivre le câble à une altitude plus faible.

26. — La technique de l'atterrissage et le récepteur.

En résumé la règle à suivre par le pilote à l'atterrissage est simple. Il se présente sur le câble à une hauteur, fonction des caractéristiques de son avion, plus exactement de la pente de sa droite d'atterrissage. Il règle éventuellement la sensibilité de son récepteur pour amener l'indication de l'aiguille de l'ampèremètre de sortie en regard d'un repère fixe. Ensuite il n'a qu'à manœuvrer l'avion de manière à maintenir l'aiguille en regard du repère sans toucher aux règlages du récepteur.

Il sera amené au sol suivant sa courbe normale de descente, sa gouverne de hauteur lui servant pour ainsi dire de potentiomètre de réglage de la puissance à la sortie du récepteur.

Voyons maintenant comment nous pouvons assurer le guidage en direction le long du câble et en même temps le maintien de l'avion à la hauteur voulue, correspondante, à chaque instant, à sa distance au point d'atterrissage.

La fig. 6 donne le schéma du récepteur de bord, dans le cas, ou les indications sont données au pilote au moyen d'un indicateur visuel. En effet, la tendance actuelle est d'affranchir le pilote de toute obligation d'écoute au casque téléphonique et de donner le maximum d'indication par l'intermédiaire d'aiguilles se déplaçant devant des cadrans.

V et H sont les cadres, vertical et horizontal respectivement, accordés sur la fréquence du câble, comme il a été question au § 23. Un inverseur rotatif I, entraîné par turbine pneumatique, ou par un moteur électrique blindé, commute continuellement les connexions du cadre horizontal pour former alternativement les sommes et les différences des tensions aux bornes des cadres, lesquelles sont appliquées à la grille d'entrée du récepteur. La puissance à la sortie de ce dernier peut être réglée au moyen du potentiomètre P.

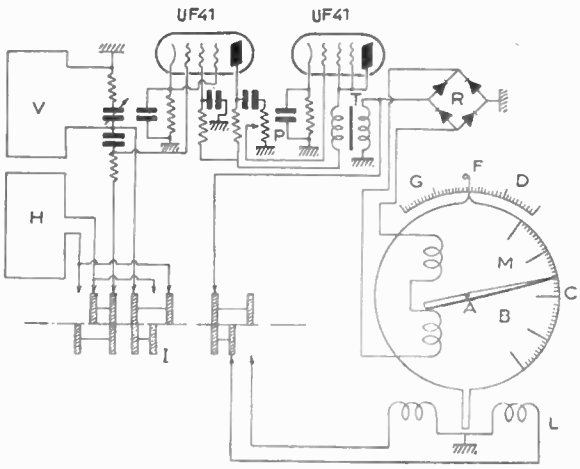

Fig. 6

Le secondaire du transfo T débite sur le redresseur R, lequel alimente l'indicateur visuel double.

L'aiguille A mesure la valeur du courant à maintenir constante pendant la descente. Si le courant augmente, comme c'est le cas sur la figure, cela veut dire que l'avion se rapproche trop du câble et qu'il doit monter. Dans le cas contraire, le pilote doit baisser la gouverne de hauteur pour descendre et se rapprocher du câble dont il s'est trop éloigné.

Le guidage en direction était primitivement fait à l'écoute. Cela nécessitait une manipulation points-traits, ou par lettres complémentaires. Il a lieu maintenant de préférence en visuel par le procédé suivant : une partie du débit du transfo T est déviée sur une section spéciale du commutateur I, laquelle inverse, en synchronisme avec les connexions du cadre H, les connexions de la bobine L.

On conçoit aisément que le cadran C, mobile autour du même axe que l'aiguille A se déplace à droite ou à gauche par rapport à l'échelle fixe F, suivant que c'est la somme ou la différence des tensions qui l'emporte. Il restera, par contre, au

O dans le cas ou l'avion se trouve à l'aplomb du câble.

Par un calibrage en conséquence des graduations, il est possible de suivre une courbe de descente correcte en se tenant à une certaine distance du câble, en décrivant une route parallèle à celui-ci. Ce procédé pourrait être utilisé dans le cas ou le câble n'aboutissait pas sur une piste cimentée étroite.

III. LES ESSAIS ANTÉRIEURS ET LEURS RÉSULTATS

31. Les résultats pratiques d'avant-guerre.

Les essais et la mise au point du procédé furent poursuivi jusqu'en 1939.

Le récepteur utilisé traduisait les résultats de la réception d'une manière auditive en ce qui concerne le guidage en direction et visuelle pour la courbe de descente. La manipulation à la réception était donc faite au rythme des points-traits. Le dispositif comportant la deuxième partie du commutateur de la fig. 6 était remplacé par un casque téléphonique. Avec ce matériel à bord d'une limousine Farman en bois fut faite la preuve, que :

— il est possible de tracer n'importe quelle trajectoire d'atterrissage, y compris, bien entendu, la courbe d'atterrissage idéale dont il a été question au § 12.

— Cette trajectoire se conserve inaltérée dans le temps, qu'elle est indépendante des changements éventuels de l'état superficiel du terrain.

— Le guidage, tant en direction, qu'en hauteur, était très précis et sans ambiguité aucune.

— La précision du guidage en direction est la même le long du câble et qu'elle est indépendante de la distance au point d'atterrissage.

— L'ensemble du matériel tant à l'émission qu'à la réception était robuste et pas sujet aux pannes.

— Les manœuvres exigées du pilote étaient simples, ne prêtant pas à confusion et inspirant confiance.

Autant pour les avantages.

En ce qui concerne les inconvénients, ils sont de deux sortes : faible portée latérale du champ du câble et encombrement des aériens. Nous les examinerons successivement.

32. — Portée latérale du câble-guide.

Tout champ b. f. s'affaiblit rapidement avec la distance. La pratique a montré que la réception reste bonne sur une largeur égale à peu près à la hauteur, à laquelle on se trouve au-dessus du câble, de part et d'autre de celui-ci.

Ceci, bien entendu, est largement supérieur aux besoins du guidage, mais rend la recherche du câble quelque peu difficile pour un avion ignorant son emplacement exact. Pratiquement on trouve le câble en le coupant, et il n'y a pas moyen de le repérer au loin.

Ceci avait même conduit M. Fromy en 1938 à étudier le problème de conjuguer un câble d'atterrissage avec un radio-alignement, ce dernier ayant son axe confondu avec le tracé du câble.

Dans cette combinaison la direction à suivre par l'avion devait être assurée par le radio-phare, le câble d'atterrissage ne devant fournir que les renseignements se rapportant à la courbe de descente. L'axe d'un radio-alignement, toutefois, n'est pas un plan vertical, mais un angle dièdre d'une ouverture de l'ordre de 1 °. Malgré la faiblesse de cet angle, son ouverture, à une quinzaine de kilometres de distance, dépasse de beaucoup la largeur du cheval d'atterrissage disponible au-dessus du câble, pour le guidage correct en hauteur, lequel ne se mesure que par une dizaine de mètres de part et d'autre du câble. La méthode ne pouvait donc être employée qu'à condition d'élargir le chenal utilisable. Ceci peut être obtenu en agissant à la réception de manière telle sur les composantes verticale et horizontale du champ du câble (H_x et H_y), qu'en les amplifiant et en les combinant d'une façon appropriée on arrive à créer des courbes, lieux de réception constante, suffisamment plates au voisinage du câble. L'étude faite permettait d'escompter un élargissement du chenal à la valeur du double de la hauteur de vol.

Un récepteur, répondant à ces conditions, fut construit en été 1939 et ses essais devaient avoir lieu en automne de la même année. La guerre n'a pas permis de les entreprendre et la destruction consécutive de l'infra-structure du Bourget interdit leur reprise depuis.

Cette question, cependant a perdu de son actualité. En effet, cette méthode, conduisant à l'emploi de matériel de bord tout à fait spécial, assez lourd et encombrant, peut maintenant être remplacée par l'emploi d'une balise de position, marquant l'extrémité du câble. Les balises de position sont devenues d'un emploi très généralisé et le matériel de réception de ce genre d'émetteurs existe de toute façon à bord.

33. — Les cadres de réception.

Les essais sur le câble d'atterrissage au Bourget avaient lieu à bord d'un avion en bois. Tout le matériel de réception, y inclus les cadres — collecteurs d'ondes, était logé à l'intérieur de la carlingue. Les cadres utilisés pendant les essais comportaient 1.000 à 2.000 spires et avaient comme dimensions 0 m. 5 × 0 m. 5, ce qui ne présentait aucune gêne à l'intérieur du fuselage.

Le problème se pose d'une manière toute autre pour un avion métallique.

La mince coque en dural n'empêche pas la réception, mais introduit une distorsion du champ telle, que les combinaisons dès composantes H_x et H_y ne signifient plus rien. On est obligé de disposer les cadres de réception à l'extérieur de la carlingue. Du coup les anciennes dimensions deviennent prohibitives à cause de la grande trainée.

Heureusement, le progrès de la technique des lampes, d'une part, et celui des applications du fer divisé, d'autre part, permettent de réduire les dimensions des cadres au tiers. D'autre part, leur place toute indiquée est sur le chassis. Ils sont donc sortis simultanément avec ce dernier et ne présentent, de ce fait, qu'une augmentation insignifiante de la trainée générale.

En vol normal, ils disparaissent à l'intérieur des ailes ou de la carlingue ensemble avec le chassis.

IV. ÉTABLISSEMENT D'UN AVANT-PROJET DE CABLE D'ATTERRISSAGE

41. — Dimensionnement du câble.

Pour pouvoir fixer la longueur totale du câble, la longueur du tronçon comportant les résistances de fuite à la terre, etc., il nous faut partir de certaines données choisies arbitrairement. Bien entendu, ce choix doit se conformer à l'état de la technique actuelle de l'aviation. Nous admettrons que la vitesse horaire moyenne des avions utilisant le câble est de 450 km. Nous admettrons d'autre part qu'il faut donner au pilote une marge de quelque deux minutes entre le moment où il arrive sur le câble et la prise de contact avec le sol. Ceci nous donne une distance d'une quinzaine de kilomètres. En prenant une certaine marge de sécurité, laquelle en même temps tiendrait compte de la tendance actuelle à toujours augmenter la vitesse des avions, nous pouvons fixer la longueur totale du câble à une vingtaine de kilomètres. La longueur du tronçon final, comportant les résistances de fuite est fonction de la hauteur à laquelle l'avion suit le câble et de la pente normale de sa droite de descente.

Les valeurs moyennes pour les avions-modernes sont : 200 m et 4° respectivement. En adoptant ces valeurs nous trouvons la longueur du tronçon à résistances de fuite égale à environ trois kilomètres. Comme il a déjà été mentionné auparavant l'espacement des résistances de fuites n'a pas besoin d'être plus faible que 125 m., ce qui fixe leur nombre à 24.

L'extrémité du câble, aboutissant au point d'atterissage sur la piste sur l'aérodrome même et dans ses abords immédiats est exécutée en câble souterrain, enterré à faible profondeur (de l'ordre de 0 m. 4. Les résistances de fuite sont logées dans des niches spéciales, également souterraines. Cette partie enterrée représente une longueur de 1 km à 1 km 5. Aussitôs après le câble sort de terre et continue son cheminement en câble nu aérien sur poteaux. La hauteur de ceux-ci est indifférente. Six mètres est une bonne valeur, le câble ne présentant pas d'obstacle pour la circulation. Les résistances de fuite éventuelles sont disposées le long des poteaux.

L'extrémité opposée à l'aérodrome est directement mise à la terre. Cette prise de terre doit être exécutée plus soigneusement que les autres, étant donné que la totalité du courant la traverse. Elle doit de préférence être exécutée en grillage soudé équivalent à une surface de contact avec le sol d'au moins deux mètres carrés et être enfouie dans le sous-sol humide au moins à deux mètres dans un terrain sec.

Les autres prises de terre peuvent être plus rudimentaires, étant donné qu'elles sont montées en série avec des résistances plus ou moins importantes.

43. — Alimentation du câble.

A un endroit convenable, en amont du tronçon, comportant les résistances de fuite, le câble est alimenté au moyen d'un alternateur, ou d'un générateur à lampes, par l'intermédiaire d'un transformateur. Il est accordé sur la fréquence d'alimentation par des condensateurs en série.

En ce qui concerne la fréquence à utiliser, nous devons nous guider par les considérations suivantes :

Nous savons que les filets de courant de retour peuvent être remplacés par un câble virtuel, parcouru par un courant égal et de sens opposé à celui dans le câble même. Ce câble de retour fictif est situé à l'aplomb et sous le câble réel à une distance imaginaire :

$$a = C - j\,b \text{ avec } C = b + 2\,h$$

h est la hauteur du câble au-dessus du sol et :

$$b = \frac{1}{2\pi\sqrt{\sigma\mu f}} \text{ avec la perméabilité } \mu = 1$$

la conductibilité du sol σ variant entre 10^{-12} et 10^{-14}.

A titre d'exemple : à Chartres $\sigma = 8{,}8.\ 10^{-14}$

à Villeneuve-Renneville $\sigma = 2{,}5.\ 10^{-14}$

au Bourget (partie Nord) $\sigma = 11.10^{-14}$

» » (partie Sud) $= 17{,}5.\ 10^{-14}$ en U. C. G. S

Toutes autres considérations mises à part, les caractéristiques du sol et la fréquence interviennent par le facteur b pour éloigner ou pour rapprocher le câble image. A la limite, pour un sol très conducteur et une fréquence très élevée, b tend vers O. L'image tend à se confondre avec l'image habituelle des phénomènes radio-électriques à une distance au-dessous du sol égale à la hauteur du câble au-dessus du sol. A la limite inverse, pour un sol très mauvais conducteur et une fréquence très basse, l'image serait rejetée à l'infini. Pour obtenir un champ se rapprochant le plus possible de la forme cylindrique du champ d'un câble isolé dans l'espace nous avons intérêt de rejeter le câble image loin.

Ceci militerait en faveur de l'utilisation de fréquences aussi basses que possible. Cependant des considérations de portée, de facilité d'accord du câble et autres, inciteraient, au contraire, à employer des fréquences aussi élevées que possibles.

Une limite, toutefois, s'impose immédiatement par la longueur du câble même. Il ne faut pas que puissent se former des ondes stationnaires. La partie libre du câble ne doit pas se rapprocher d'une

demi longueur d'onde, ce qui limite la longueur d'onde à employer à une valeur au moins égale à une cinquantaine de kilomètres. La fréquence ne devrait donc pas dépasser 6.000 p/s sans précautions spéciales.

Une bonne moyenne serait une fréquence située entre 1.000 et 3.000 p/s, s'il s'agit de réception acoustique, ou mixte acoustique et visuelle. Notre oreille est surtout adaptée pour une fréquence moyenne aux environs de 1.000 p/s. Toutefois, les expériences modernes, faites à ce sujet, tendraient à prouver, que la fréquence optima pour le discernement de niveaux d'intensités de sons faibles, serait située aux environs de 3.000 p/s.

Dans le cas d'une réception purement visuelle la fréquence pourrait utilement être portée à 6.000 p/s, et, même à 10.000 p/s en étudiant l'installation au point de vue empêchement de formation d'ondes stationnaires le long de câble.

43. — **Calcul des résistances de fuite.**

La méthode à suivre est la suivante :

On dessine le profil de la ligne, on porte sur le dessin la trajectoire de l'avion, que l'on veut obtenir, avec, comme plan de référence, la piste d'atterrissage (v. fig. 5). A proximité du câble, c'est-à-dire aux distances qui nous intéressent, d'après les mesures faites sur le câble d'essais à Chartres, le champ est proportionnel à $I^{0,9}$ ou I est la valeur du courant dans le câble.

Il est donc possible, en prenant comme référence le tracé de la ligne même, de construire la courbe des valeurs de courant dans le câble à une échelle arbitraire. C'est la courbe en pointillé sur la figure. Sur celle-ci on dessine, en tenant compte de la disposition possible des poteaux et des niches de dérivation, l'escalier de la distribution réelle du courant dans le câble.

Le montant vertical de chaque marche, situé à l'aplomb d'une résistance de fuite, détermine, à la même échelle, la valeur du courant à dériver à la terre par la dite résistance, laquelle se trouve définie de ce fait. La ligne étant accordée et ne présentant qu'une résistance ohmique faible, on peut en première approximation, considérer la tension comme constante sur le tronçon relativement court, comportant les résistances de fuite.

La détermination des valeurs de ces dernières devient immédiate.

En appelant :

I — le courant total

i_n — les courants de fuite à la terre

r_n — les résistances correspondantes

V — la tension sur le tronçon de ligne

nous pouvons écrire :

$$I = \Sigma i_n = V\left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} + \ldots\right) = \frac{V}{R}$$

où R est la résistance totale.

$$i_n = \frac{V}{r_n} \qquad r_n = \frac{V}{i_n}$$

Si on voulait plus de précision, il faudrait mettre :

$$i_n = \frac{V}{r_n + r_t + r_T} \qquad r_n = \frac{V}{i_n} - r_t - r_T$$

ou : r_t est la résistance de la prise de terre de la fuite.

r_T la résistance de la prise de terre terminale.

Jusqu'à présent nous avons opéré sur des valeurs de courant relevées sur le dessin à une échelle arbitraire. Il s'agit maintenant de déterminer cette dernière.

L'intensité du courant à envoyer dans le câble dépend de la hauteur à laquelle un avion muni d'un récepteur standard doit le suivre, ainsi que des caractéristiques de ce récepteur. La pratique a montré qu'avec un avion convenablement antiparasite il fallait un courant dans le câble de l'ordre de 10 à 15A. Le choix de la valeur de I nous détermine toutes les autres valeurs.

44. — **Le câble.**

La ligne étant accordée, nous devons donc déterminer les valeurs de self et de capacité entrant dans la formule : $\omega^2 LC = I$.

Nous pouvons traiter la question de la self de deux manières. Soit en appliquant la formule pour une ligne avec ses deux extrémités à la terre :

$$L_{\mu h} = 0{,}0046 \cdot l_{cm} \cdot lg \frac{4h}{d}$$

dans laquelle : l est la longueur du câble.

h sa hauteur au-dessus du sol.

d le diamètre du fil.

Soit en traitant l'installation, comme une ligne double, le conducteur de retour étant le câble virtuel, dont il a été question auparavant.

$$L_{\mu h} = 0{,}0025 \cdot l_{cm}\, lg \frac{2D}{d}$$

avec $D = 2h + b$.

Les deux méthodes donnent des valeurs plutôt faibles.

Il est préférable d'effectuer l'accord de la ligne symétriquement en insérant des capacités de valeur 2 c de chaque coté du transformateur d'alimentation.

En ce qui concerne le genre de câble à utiliser, les parcours en aérien sur poteaux ne soulèvent aucune difficulté, c'est le type bronze P. T. T. qui est le plus indiqué. Les tronçons enterrés en terre ferme doivent être exécutés en câble isolé non armé. L'isolement en caoutchouc est le meilleur. Il faut

prévoir plusieurs couches, au début des couches de gutta isolantes, ensuite des couches de caoutchouc traité pour le rendre résistant mécaniquement. Enfin, il est bon d'avoir une protection extérieure en filin goudronné ou analogue à l'exception d'armure métallique. En effet une gaine métallique continue, formant blindage efficace, risque de former également un blindage efficace pour le champ électro-magnétique. Toutefois un câble non armé est difficilement utilisable dans le cas d'un câble immergé dans l'eau de mer. En effet, il serait vite détruit sous l'action des frottements provoqués par la houle et les courants. Il est important dans ce cas de prévoir l'armure aussi peu conductrice et aussi peu continue longitudinalement que possible. Une spirale lâche en acier, par exemple, n'affaiblirai que peu le champ et le guidage le long du câble resterait possible. Ces cas particuliers doivent faire l'objet d'une étude spéciale.

IV. L'ATTERRISSAGE AUTOMATIQUE AU MOYEN DU CABLE

51. — Position du problème.

Le but à atteindre est de permettre à un avion, muni de l'appareillage ad hoc et amené par un procédé quelconque sur l'extrémité du câble-guide, d'effectuer la descente et la prise de contact avec le terrain sans intervention du pilote.

Deux cas doivent être envisagés :

— L'avion ne possède point par ailleurs de dispositif de navigation automatique. Il nous appartient de créer de toutes pièces l'appareillage nécessaire.

— L'avion possède un dispositif de navigation automatique et il s'agit pour nous d'inclure notre appareillage dans ce dispositif, lequel continuerait de commander les gouvernes sous son contrôle pendant les différentes phase de l'atterrissage.

Nous allons les étudier succinctement.

Comme nous l'avons déjà vu précédemment, il est possible de tracer d'un bout à l'autre la courbe idéale d'un atterrissage normal. Il n'y a donc, en principe, rien qui s'oppose à rendre le processus entier automatique, à partir du moment, ou le récepteur de bord entre dans le champ du câble.

52. — Cas de l'appareillage propre autonome.

Le schéma de principe d'un tel appareillage est représenté sur la fig. 7.

La sortie du récepteur de bord est la même que sur la fig. 6. Les dispositifs de contrôle de la hauteur et de la direction de l'avion sont analogues et commandent par l'intermédiaire de relais, non figurés, la mise en marche des servo-moteurs correspondants dans un sens ou dans l'autre, suivant la déviation de l'avion. M_1 est le moteur commandant le gouvernail de profondeur, M_2 agit sur celui de direction. Aucune difficulté en ce qui concerne cette dernière. L'affaire est un peu plus compliquée pour le contrôle de la hauteur. En effet, ce qui est controlé par le récepteur, au point de vue courbe de hauteur, c'est uniquement la distance à un moment donné de l'avion au câble. Sa position, du point de vue aérodynamique, n'intervient nullement. Ainsi, supposons par exemple, qu'à un moment donné l'avion, sous l'influence d'un commencement de perte de vitesse, s'enfonce, tout en gardant son assiette. Si aucune précaution n'est prise, le récepteur actionnerait la gouverne pour redresser l'avion, ce

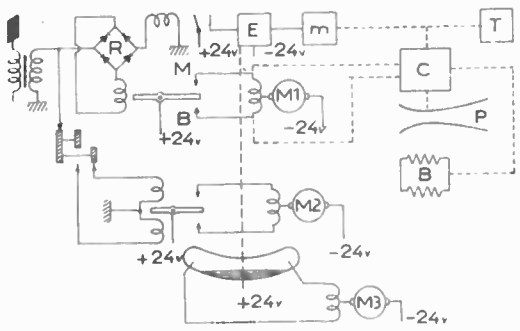

Fig. 7

qui conduirait à la catastrophe. Ceci implique la nécessité de contrôler l'action du récepteur par un organe répondant au facteur vitesse axiale de l'avion. Un tel organe est matérialisé par un tube de Pitot P.

Au moment de l'atterrissage, quand l'avion exécute le palier final au ras du sol, et se rapproche de plus en plus du câble, le récepteur agit sur M_1 dans le sens de l'en éloigner en braquant le gouvernail de hauteur. Au moment où le câble se termine sur sa prise de terre finale, si l'on ne prenait pas de mesure de précaution spéciale, la gouverne au lieu d'être braquée toute, serait rendue toute. Il faut donc qu'à ce moment précis l'action du récepteur soit inversée. Ceci ne doit cependant se passer qu'au ras du sol, une inversion en vol pouvant conduire à une catastrophe. La possibilité de cette manœuvre finale doit donc être placée sous le contrôle d'une capsule barométrique B. L'ensemble récepteur — tube de Pitot — capsule barométrique doit agir non seulement sur la gouverne de hauteur, mais également sur la manette *m* du moteur de propulsion de l'avion, et ceci sous le contrôle du tachymètre T.

L'action de tous ces appareils se combine dans la boîte centrale de commande C.

En ce qui concerne l'organe de contrôle de la stabilité latérale de l'avion, il peut être réduit à sa plus simple expression. Tout l'ensemble ne doit servir que pendant les quelques minutes que dure un atterrissage. L'organe détecteur des inclinaisons latérales est figuré sur le schéma sous la forme d'un tube à niveau cintré, dont le mercure en se déplaçant établit les contacts nécessaires pour faire démarrer le moteur, commandant les ailerons, dans un sens ou dans l'autre, suivant la désorientation de l'avion. Cela suffit, car il ne s'agit pas de détecter les inclinaisons par rapport à la verticale du lieu, mais uniquement de veiller à ce que, pendant les manœuvres d'atterrissage la position de l'avion soit en rapport avec l'orientation de la ré-

sultante de la gravitation et de la force centrifuge dans les virages. L'appareillage pour le contrôle de la stabilité latérale est indépendant du reste et n'est soumis au récepteur de bord que par l'intermédiaire de l'organe E, qui figure le dispositif d'embrayage général du pilotage automatique, ce qui a lieu aussitôt que l'émission du câble est reçue à bord. Comme on a pu le constater de ce bref exposé, il est possible de n'avoir à bord que l'appareillage d'atterrissage automatique par câble, sans être obligé de posséder l'installation complète d'un pilote automatique. Ce cas, cependant serait le plus normal et nous allons l'étudier au § suivant.

53. — Cas d'un pilote automatique existant à bord et adaptation du dispositif d'atterrissage.

Nous étudierons, à titre d'exemple, l'adaptation de notre appareillage d'A. S. V. automatique à une installation de pilote automatique Alkan, supposée déjà existante à bord.

Tout pilote automatique comporte un ou plusieurs organes de détection de la désorientation du mobile par rapport à une certaine position de référence. L'organe de détection par excellence, universellement employé, est le gyroscope, essentiellement composé d'un volant massif tournant à grande vitesse et possédant la propriété de conserver invariable l'orientation de son axe de rotation. Dans le cas d'un empêchement de conserver cette direction, le gyroscope précessionne, c'est-à-dire que son axe se déplace pour occuper une nouvelle position, déterminée par la direction dans laquelle s'exerce la force d'empêchement.

Le deuxième chainon du schéma général est donc un dispositif capable d'enregistrer le précessionnement et de transmettre le mouvement à un organe mécanique quelconque pouvant agir sur un servomoteur. Pour accomplir sa mission ce dispositif ne doit prélever qu'une puissance infinitésimale sur le gyroscope, sous peine de fausser le fonctionnement de ce dernier. Dans le but d'éviter tout frottement direct de pièces mécaniques on emploie d'habitude un mode pneumatique de transmission.

Le pilote automatique Alkan type 11 utilise un système par dépression, au moyen d'une combinaison de soufflets et de leviers agissant sur l'obturation de buses au tiroir du servo-moteur réglant l'admission de l'air comprimé d'un côté ou de l'autre du piston commandant le maneton de la gouverne à déplacer.

L'addition, bien dosée, à l'équipage mobile d'éléments comportant de l'inertie, a pour résultat que les déplacements, provoqués par le précessionnement du gyroscope, sont proportionnels d'une part aux écarts angulaires de la désorientation et, d'autre part, aux dérivées, première et deuxième de cet écart angulaire. Ceci a pour résultat de rendre la commande plus souple. En effet de cette façon l'action de la gouverne est rendue proportionnelle non seulement à la valeur de la désorientation de l'avion, mais également à son degré de soudaineté et à sa brutalité, ce qui favorise la stabilité de maintien de l'avion.

L'installation complète de pilotage automatique comporte trois ensembles identiques, à quelques détails près, agissant sélectivement sur un des trois éléments de stabilisation d'un avion, savoir : le gouvernail de direction, les ailerons, la gouverne de hauteur. Les deux premiers comportent un certain lien de dépendance mutuelle. Le troisième est complètement indépendant.

L'installation est complétée par un dispositif à côté du pilote et permettant à ce dernier d'agir sur la suspension du gyroscope correspondant de manière à provoquer son précessionnement dans le sens nécessaire pour faire exécuter par l'avion la manœuvre voulue.

Ces manœuvres provoquées par le pilote sont fonction des changements de cap, ou des modifications de l'assiette de l'avion rendues nécessaires pour une raison ou pour une autre.

Ce dispositif se présente sous la forme d'une manivelle, dont la position est repérée par un index se déplaçant devant un cadran gradué.

Un système à renvois d'angle, démultiplications et arbres rigides transmet le mouvement au dispositif obturateur de la transmission pneumatique dont il a été question ci-dessus.

Le dernier élément de la chaine est constitué par une vis sans fin entrainant une roue dentée solidaire du disc obturateur. C'est à cet endroit que pourrait, sans difficulté, se faire la conjugaison avec notre système. Cette conjugaison, bien entendu, doit être subordonnée à des sécurités sérieuses ne l'admettant que dans le cas d'une certitude, que l'avion se trouve effectivement dans le champ du câble dans la position voulue pour l'exécution de la manœuvre d'atterrissage.

Un moteur électrique de faible puissance entraînerait la vis sans fin par l'intermédiaire d'une démultiplication appropriée.

Le démarrage du moteur soit dans un sens soit dans l'autre se fait soit automatiquement par un dispositif que nous étudierons plus loin, soit par le jeu d'un rhéostat et d'un inverseur par l'intervention directe du pilote.

Ceci concerne la commande des gouvernails de direction et de profondeur. Les ailerons restent toujours soumis au pilote automatique, notre dispositif ne comportant point d'élément de détection directe et indépendante de l'inclinaison transversale de l'avion.

Le schéma de fonctionnement est différent pour les gouvernes de hauteur et de direction. Nous les étudierons dans l'ordre indiqué.

54. — Contrôle du gouvernail de hauteur.

La fig. 8 donne le schéma de principe du branchement de l'appareillage dans le cas du contrôle de la gouverne de profondeur.

(1) Représente la sortie, coté courbe de hauteur, du récepteur de bord de la fig. 7.

(2) L'appareil de mesure dont la déviation de

l'aiguille indicatrice suggère la manœuvre à effectuer (montée ou descente).

(3) Une prise d'équilibrage sur la batterie de bords Le moteur M branché sur le réseau de bord tourne dans un sens ou dans l'autre suivant le sens de parcours de son inducteur par le courant. Si on ajuste la prise de (3) de manière que le courant soit nul pour une distance donnée au câble, celle qui correspond à la position milieu de l'aiguille indicatrice de (2), on voit immédiatement, que dans le circuit des inducteurs, s'établirait un courant dont la valeur et le sens seraient fonction de la distance au câble.

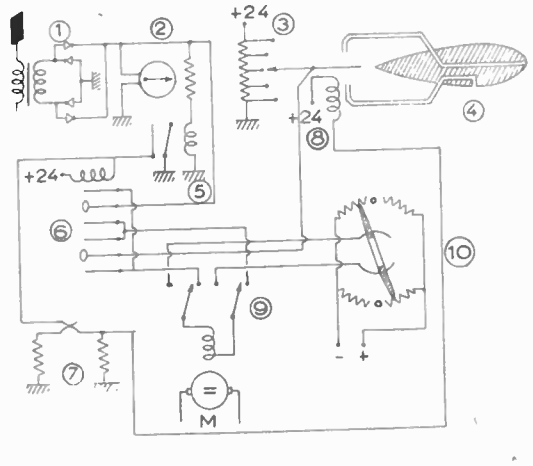

Fig. 8

Ceci, toutefois, est insuffisant pour permettre l'avion d'atterrir correctement. Le gyroscope, organe détecteur du pilote automatique, n'enregistre que les écarts de position de l'avion par rapport à son assiette normale, mais non le fait pour l'avion de suivre un certain trajet dans l'espace. L'avion pourrait perdre de la hauteur par enfoncement vertical, provenant d'un manque de vitesse, et la réaction du récepteur serait exactement inverse de celle, qui serait nécessaire. En effet, l'avion se rapprochant du câble, le récepteur provoquerait un braquage vers le haut de la gouverne de hauteur. Cet inconvénient peut facilement être levé moyennant un contrôle de la tension d'équilibrage (3) au moyen d'un dispositif avec tube de Pitot (4), qui corrigerait la valeur de la tension de référence en fonction de la vitesse de l'avion le long de sa trajectoire.

Nous nous sommes arrangés pour amener l'avion en palier tout près du sol, il s'agit maintenant de lui faire prendre contact avec ce dernier.

Cette opération consiste dans le fait de couper, ou de réduire au minimum le moteur et de plaquer l'avion contre la piste, en braquant vers le haut le gouvernail de profondeur. Cette manœuvre est déjà amorcée pendant que l'avion suit le dernier tronçon du câble d'atterrissage. L'avion ayant déjà tendance à perdre de la hauteur en se rapprochant du câble, le pilote automatique relèvera la gouverne. Mais l'avion ayant quitté le câble, cette dernière serait immédiatement braquée dans l'autre sens, si on ne prenait pas de précaution spéciale. C'est le rôle dévolu à l'ensemble des relais (5) et (6) et à la capsule barométrique (7). Quand le récepteur fonctionne, c'est à dire quand l'avion suit le câble, le relais (6) est mis sous tension et son inverseur bipolaire établit les contacts normaux de l'inducteur du moteur M. La mise sous tension du relais (6) est faite par un contact commandé par le relais (5). Quand l'avion arrive à l'extrémité du câble et la réception cesse le relais (5) coupe le relais (6), ce qui inverse les connexions de l'inducteur et provoque le braquage final du gouvernail de hauteur.

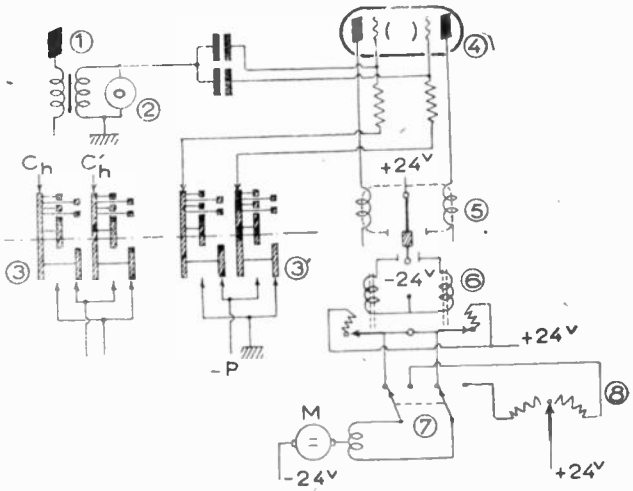

Fig. 9

Toutefois, pour que cette manœuvre ne puisse se produire à un moment autre qu'à l'atterrissage, pour une raison de manque de réception intempestif quelconque, le branchement du relais (6) est en plus assuré par un contact commandé par une capsule barométrique (7), qui ne permet cette inversion qu'au ras du sol. La capsule (7) a encore un autre rôle à assurer, elle met, notamment, par l'intermédiaire du relais (8), hors circuit le tube de Pitot, dont l'action, au moment de la prise de contact avec le sol, serait nuisible. L'inverseur bipolaire (9) permet de passer à la commande manuelle du moteur M au moyen du rhéostat de démarrage (10).

55. — Controle du gouvernail de direction.

La fig. 9 indique le schéma de principe du contrôle automatique de la direction.

(1) Est la sortie, coté direction, du récepteur de bord.

(2) Est le casque téléphonique permettant un contrôle auditif, dans l'éventualité d'une manipulation par signaux complémentaires, comme c'est le cas dans l'exemple de la figure.

On sait, que le câble est parcouru par un courant constant. La manipulation a lieu à bord. Le récepteur avec indicateur visuel de la fig. 6 n'effectue qu'une simple inversion avec égalité des durées pour chaque position du contacteur. Le discernement

du côté à l'écoute est impossible dans ce cas. Par contre, le schéma de la fig. 9 comporte un manipulateur (3), produisant des F ou des L suivant le côté par rapport au câble, où l'on se trouve.

Le contacteur de la fig. 9 est double. Sa partie marquée (3) sert pour la commutation des connexions du cadre horizontal, comme dans la fig. 6. La partie (3') sert pour commuter en synchronisme la lampe double (4). Le relais différentiel (5), suivant le signal, qui l'emporte, enclenche l'un ou l'autre des relais (6), lesquels, en mettant sous tension l'une des moitiés de l'inducteur du moteur M, le font démarrer dans un sens ou dans l'autre. L'inverseur bipolaire (7) permet de passer à la commande manuelle du moteur M au moyen du rhéostat (8).

VI. AUTRES APPLICATIONS DU CABLE

61. — Les câbles-guides pour le dégagement des pistes.

Le dégagement des pistes après l'atterrissage représente une préoccupation sérieuse pour les autorités d'un aéroport à trafic intense. Cette préoccupation devient un grave souci par absence de visibilité. Les choses s'aggravent encore avec les projets actuels d'installations de pistes parallèles pour atterrissages simultanés en A. S. V. pour les aérodromes surchargés.

Le câble d'atterrissage peut apporter une solution élégante à ce problème délicat. Il suffirait de ne pas arrêter le câble souterrain au point de contact de l'avion avec le sol, mais de le continuer par un tronçon parcouru par une faible fraction du courant, insuffisante pour le guidage de l'avion en l'air, mais suffisante pour permettre au pilote de suivre le câble à l'écoute en roulant au sol.

Ce prolongement du câble serait élongé suivant un trajet amenant l'avion soit directement vers les hangars, soit le conduisant simplement vers une route contournant l'aérodrome, où il ne présenterait plus d'obstacle pour le trafic. La seule condition pour le bon fonctionnement d'un dispositif de guidage de ce genre au sol serait l'absence de coudes brusques, afin que le pilote ne perde pas le câble en le suivant. Quiconque a eu l'occasion d'observer le trafic d'un aérodrome important par brouillard se rendra facilement compte de l'importance pour le chef de piste de disposer d'une installation permettant de dégager rapidement le terrain d'atterrissage, et ceci automatiquement sans qu'il soit obligé d'intervenir lui-même.

62. — Applications navales.

Comme il a déjà été mentionné brièvement au § 13, les premiers essais du câble-guide avaient pour but le guidage des bateaux à l'atterrissage. En 1918 les Allemands avaient même élongé un câble immergé de quelques 80 km de long pour conduire leurs sous-marins à travers les champs de mines. Ces essais n'avaient pas eu de suite pour cause de conception erronnées sur le champ du câble.

Cette question élucidée par les recherches dont il a été question dans les §§ 21, 22 et 23, il semblerait que des applications du câble-guide dans ce domaine pourraient être envisagées à bon escient. C'est maintenant uniquement question de fabrication de câbles armés, munis d'une protection à spires d'armature suffisamment lâches pour ne pas présenter d'écrans magnétiques. Dans ces conditions nombreux peuvent être les cas, où le câble offrirait la solution la plus pratique. Un autre exemple d'application possible serait son utilisation dans une installation de base de mesure de vitesse d'un sous-marin en plongée. Le passage transversal à l'aplomb d'un câble peut être décélé avec une précision absolue.

Le tracé du câble, soit en boucle continue, soit en tronçons séparés, aboutissant à des plaques de mer, devrait bien entendu faire l'objet d'un choix, après étude des conditions locales, dans chaque cas particulier.

BERNARD AUDEBERT DE LA PINSONNIE

Mort au Service de la TÉLÉVISION

Le lundi 2 mai, vers 4 heures, une nouvelle jetait la consternation dans le département Télévision de la Compagnie des Compteurs puis dans toute l'usine : l'Ingénieur Bernard de la Pinsonnie, venait d'être transporté à l'infirmerie électrocuté par un générateur de haute tension qu'il remettait en état. Brûlé aux mains et au genou, il ne reprenait pas connaissance, malgré les interventions des médecins et du corps des pompiers avec le matériel spécial, qui tentèrent pendant 6 heures de le ranimer.

Ainsi disparaît en pleine jeunesse, 25 ans, un de nos techniciens dont les connaissances scientifiques, l'élévation de caractère, révélaient l'ingénieur de grande classe qui aurait dans la télévision de demain, apporté une belle contribution.

Lorsqu'il y a plus de 4 ans, la Direction de ma Compagnie me recommanda ce grand jeune homme timide qui « désirait faire de la télévision », je l'avais, avec quelque scepticisme, mis à la disposition du Laboratoire d'études des tubes cathodiques. Il avait de bonnes bases de départ avec son diplôme d'ingénieur I. E. G. et 2 certificats de licence et se mit résolument à l'œuvre. Il n'hésita pas, pendant des mois, à travailler à l'atelier de mécanique, à câbler lui-même des chassis d'essais pour gagner du temps, complètant ainsi heureusement sa formation théorique par l'expérience. Il se familiarisa avec la verrerie, la technique du vide, et devant sa persévérante application, dans un métier qui comporte quelques déceptions, il fut chargé directement de travaux importants.

C'est ainsi que se spécialisant dans la mesure, puis l'emploi des sels fluorescents, il créa un appareillage traçant les courbes de rémanence et établit pour la première fois, je crois, en France, des écrans à double couche, équivalents à ceux utilisés aux U. S. A. et en Angleterre pour les Radars de surveillance.

Il aborda aussi le problème du modulateur de lumière sous la forme du Skiatron à cristaux de chlorure de potassium et réussit également cette fabrication délicate.

Il ne se contentait pas dans ces mises au point, de reproduire des expériences étrangères, il analysait les phénomènes à partir de leurs bases physiques, où interviennent les conceptions les plus récentes sur la constitution de la matière et les transferts quantiques de l'énergie dans les structures moléculaires cristallines.

On trouvera, dans un futur bulletin de la Sté des Electriciens le texte d'une conférence qu'il fit le 24 février dernier devant la 5e section, elle montre la profondeur de ses connaissances et l'esprit pratique qui l'a guidé dans ses réalisations.

Il terminait la mise au point du revêtement métallique, transparent aux électrons, pour les écrans de grande dimension, et d'autres problèmes lui étaient destinés. Il commençait la préparation d'une thèse de docteur ès-Sciences, quand ce bel élan fut irrémédiablement brisé...

Nous avons apprécié durant ces quelques années non seulement sa valeur technique, mais aussi sa probité dans le travail et ses qualités de cœur. Jeune père de famille, il laisse derrière lui de poignants regrets ; mais si courte qu'ait été sa carrière, elle a tracé un brillant sillage, dont la rémanence — il aurait aimé ce terme —n'est pas près de s'éteindre. Bernard de la Pinsonnie manquera à sa famille, à son laboratoire, à son pays ; il conserve à notre reconnaissance, à notre respect, un titre non dépourvu de gloire : il est le premier Français mort en étudiant la Télévision.

R. BARTHELEMY.
Membre de l'Institut.

Imprimerie Marcel Bon, Vesoul .31.0473 — Dépôt légal : 2e trimestre 1949 — I. nº 25 — E. nº 20 — La Gérante : Mme Chiron